

Theoretische Untersuchung und Simulation einer aktiven Filteranlage mit parallel-serieller Struktur für sechspulsige Diodengleichrichter

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing.(FH) Andreas Reinhold

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt, TU Ilmenau
Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet, TU Dresden
Prof. Dr.-Ing. Rolf Grohmann, HTWK Leipzig

Tag der Einreichung: 19.05.2017

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 14.12.2017

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2017000644

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als Laboringenieur an der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der HTWK Leipzig.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, der die Anregung zu dieser Arbeit gab. Für die zahlreichen Konsultationen an der TU Ilmenau bin ich sowohl Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt als auch Herrn Dr.-Ing. U. Rädels sehr dankbar. Durch die Konsultationen habe ich viele hilfreiche Impulse und fachliche Unterstützung erhalten, die wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Grohmann möchte ich ebenfalls danken, der mich seitens der HTWK Leipzig stets fachlich unterstützt hat und mich auf dem Weg der Promotion von Beginn an begleitet hat.

Für das Erstellen der Gutachten danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. S. Bernet und Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Grohmann.

Nicht zuletzt danke ich herzlich meiner Frau Franziska für ihre große Geduld und liebevolle Unterstützung.

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird eine aktive Filteranlage untersucht, die aus einem parallelen und einem seriellen aktiven Filter besteht. Schwerpunkt der Arbeit ist das serielle aktive Filter. Für das serielle aktive Filter wurde eine Schaltung mit drei einphasigen Wechselrichtern gewählt, um so auf einen Transformator zu verzichten.

Mit der Filteranlage wird ein neuartiges Filterkonzept für sechspulsige Diodengleichrichter umgesetzt. Durch das Filterkonzept verbessert sich sowohl die AC- als auch DC-Energiequalität. Zur Verbesserung der AC-Energiequalität werden die Stromober-schwingungen, die durch den Gleichrichter im Drehstromnetz entstehen, in zwei Stufen kompensiert. Die erste Kompensationsstufe führt das serielle aktive Filter aus und die zweite Kompensationsstufe erfolgt mit dem parallelen aktiven Filter. Außerdem werden mit der Filteranlage die Strom- und die Spannungswelligkeit auf der Gleichspannungsseite des Gleichrichters deutlich verringert und somit die DC-Energiequalität verbessert. Zusätzlich ist es mit der Filteranlage möglich, die Gleichspannung des Diodengleichrichters zu vergrößern oder zu verkleinern.

Für die Regelung der Filteranlage werden frequenzselektive Regler eingesetzt. Diese Regler ermöglichen eine Regelung im ortsfesten Koordinatensystem. Die Kaskadenregelung des seriellen aktiven Filters regelt den dreiphasigen Wechselstrom und die Gleichspannung des Gleichrichters. Anhand von Simulationsergebnissen werden das stationäre und das dynamische Verhalten der Filteranlage gezeigt sowie eine detailliertere Untersuchung der Kaskadenregelung durchgeführt.

Ein wesentlicher Freiheitsgrad bei der Auslegung des seriellen aktiven Filters ist die Nullspannung. Durch das Einspeisen einer entsprechenden Nullspannung können die Kondensatoren oder die erforderlichen Zwischenkreisspannungen des seriellen Filters reduziert werden. Außerdem ist es möglich, mit einer Nullspannung die drei Zwischenkreisspannungen des seriellen Filters zu symmetrieren.

Um den Halbleitaraufwand der Filteranlage zu bewerten, wird ein Vergleich mit einem Active-Front-End-Stromrichter durchgeführt. Diese Stromrichter besitzen hinsichtlich der AC- und DC-Energiequalität gleiche Eigenschaften wie die Schaltung bestehend aus Gleichrichter und Filteranlage. Der Vergleich zeigt, dass sich bezüglich der Strom- und Spannungsbeanspruchung unterschiedliche Werte ergeben, was bei der Auswahl der Halbleiter der Filteranlage vorteilhaft genutzt werden kann.

Abstract

In this thesis an active filter system consisting of a parallel and a serial active filter is investigated. The focus of this investigation is on the serial active filter for which a circuit with three single-phase inverters was selected in order to dispense a transformer.

The filter system uses a novel filter concept for a six-pulse diode rectifier which improves both the AC and DC power quality. To improve the AC power quality the harmonic currents, caused by the rectifier in the three-phase system, are compensated in two stages. The first compensation stage is implemented with the serial active filter and the second compensation stage is implemented with the parallel active filter. The filter system also reduces the current ripple and the voltage ripple on the DC side of the rectifier so that the DC power quality is simultaneously improved. In addition, it is possible to increase or decrease the DC voltage of the diode rectifier.

Frequency selective controllers are used to control the filter system and enable control in the stationary reference frame. The cascade control of the serial active filter controls the three-phase AC current and the DC voltage of the rectifier. Simulation results show the stationary and dynamic performance of the filter system and are used for a more detailed investigation of the cascade control.

A significant degree of freedom in the dimensioning of the serial active filter is the zero sequence voltage. By injecting an appropriate zero sequence voltage the capacitors or the required voltages of the DC link of the serial filter can be reduced. It is also possible to balance the three DC link voltages of the serial filter with a zero sequence voltage.

In order to evaluate the semiconductor effort of the filter system a comparison with an active front end converter is carried out. These converters have the same characteristics with respect to the AC and DC power quality like the circuit consisting of rectifier and filter system. The comparison shows that there are different values regarding the operating current and voltage, which can be advantageously used in the selection of the semiconductors of the filter system.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Schaltungstopologie und Filterkonzept	4
2.1	Aktive Filter	4
2.2	Filteranlage	6
2.3	Filterkonzept	8
3	Leistungsberechnung im Drehstromsystem	10
3.1	Momentanleistung, Wirkleistung und Leistungspulsation	10
3.2	Komplexe Berechnung der Grundschiebungslleistung	13
3.3	Leistungsberechnung mit Raumzeigern	15
4	Sechspulsleichrichter als Last	18
4.1	Gleichrichtung mit Leistungspulsation	18
4.2	Gleichrichtung ohne Leistungspulsation	21
4.2.1	Leistungskonstanz	22
4.2.2	Laststrom	23
4.2.3	Lastspannung	26
4.2.4	Vergleich der Lastgrößen	32
5	Leistungs- und Spannungsanalyse	35
5.1	Leistungsanalyse	35
5.1.1	Wirkleistung	37
5.1.2	Grundschiebungsblindleistung	42
5.2	Gleichspannung des Gleichrichters	43
5.2.1	Herleitung der Gleichspannungsgleichung	43
5.2.2	Stellvarianten der Gleichspannung	45
5.2.3	Grenzen des Stellbereichs	51
6	Regelung	52
6.1	Frequenzselektiver PI-Regler	52
6.2	Regelung des seriellen Filters	54
6.2.1	Stellglied und Regelstrecke	55

6.2.2	Äußerer Regelkreis	56
6.2.3	Innerer Regelkreis	57
6.2.4	Vorgabewerte für den Regelkreis	60
6.2.5	Lückbetrieb	61
6.3	Regelung des parallelen Filters	66
6.3.1	Regelungsstruktur des parallelen Filters	67
6.3.2	Berechnung des Kompensationsstromes	68
7	Zwischenkreise des seriellen Filters	71
7.1	Definition der Energie- und Spannungsgrößen	71
7.2	Nullspannung	77
7.2.1	Nullspannung mit symmetrierender Wirkung	78
7.2.2	Nullspannung mit reduzierender Wirkung	85
8	Dimensionierung der Bauelemente	89
8.1	Kompensationsgrößen	90
8.2	Schaltleistung	93
8.2.1	Schaltleistung der Halbleiter des parallelen Filters	93
8.2.2	Schaltleistung der Halbleiter des seriellen Filters	97
8.2.3	Schaltleistung der Filteranlage	101
8.2.4	Vergleich der Filteranlage mit einem AFE-Stromrichter	103
8.3	Zwischenkreiskondensatoren	107
9	Simulation	111
9.1	Simulationsmodell	111
9.2	Simulation der Filteranlage	112
9.2.1	Verhalten der Filteranlage	112
9.2.2	Stellen der Gleichspannung	114
9.2.3	Nullspannung	118
9.3	Stromregelung des seriellen Filters	119
9.3.1	Regelkreis ohne Vorsteuerung	119
9.3.2	Analyse des Lückbetriebs	122
10	Zusammenfassung und Ausblick	129
10.1	Zusammenfassung	129
10.2	Ausblick	131

A Anhang	132
A.1 Hin- und Rücktransformation einer dreiphasigen Größe	132
A.2 Ergänzung zur stromproportionalen Nullspannung	134
A.3 Schaltung des Simulationsmodells	138
A.4 Schaltungs- und Regelungsparameter	139
A.5 Regelkreis ohne Vorsteuerung	139
Symbolverzeichnis	IV
Abkürzungsverzeichnis	VIII
Literaturverzeichnis	IX

1 Einleitung

Die klassische elektrische Energieversorgung basiert auf einem Wechselspannungsnetz. Mit einem Blick auf moderne Energieerzeuger, Verbraucher und Speicher stellt sich die Frage, ob ein Wechselspannungsnetz in allen Bereichen die effizienteste Lösung ist. Viele Verbraucher benötigen keinen direkten Anschluss an das Wechselspannungsnetz, da sie entweder mit Gleichspannung oder mit einer Wechselspannung, die eine andere Frequenz als das Wechselspannungsnetz hat, betrieben werden. Zahlreiche Forschungs- und Entwicklungsarbeiten [1, 2, 3, 4, 5, 6] beschäftigen sich daher mit der Errichtung von Gleichspannungsnetzen (DC Microgrids, LVDC).

In Gleichspannungsnetzen können neben den Verbrauchern auch DC-Energieerzeuger (z.B. Photovoltaik) und DC-Speicher eingebunden werden. Bei vorhandenem Speicher ist die Einspeisung von erzeugter DC-Energie in das Wechselspannungsnetz nicht zwingend erforderlich. Daher kann die Verbindung zwischen dem Wechselspannungsnetz und dem Gleichspannungsnetz mit Gleichrichtern ohne Rückspeisefunktion aufgebaut werden. Ein solcher Gleichrichter ist der sechspulsige Diodengleichrichter.

Sechspulsige Diodengleichrichter eignen sich zur Umformung der Energie des Drehstromsystems in die Energie des Gleichstromsystems. Sie haben aber hinsichtlich der AC- und DC-Energiequalität gewisse Nachteile. Die AC-Energiequalität wird bestimmt durch die Form der Wechselspannung. Aufgrund der nichtsinusförmigen Wechselströme kann die Wechselspannung insbesondere bei großer Leistung unzulässig verzerrt werden, was zur Störung anderer Verbraucher im Wechselspannungsnetz führen kann. Um eine konstante Gleichspannung und somit eine gute DC-Energiequalität zu erzielen, wird ein Glättungskondensator benötigt. Dieser Glättungskondensator führt zu einem stark verzerrten Wechselstrom und kann so die AC-Energiequalität verschlechtern.

Durch den Anschluss eines parallelen aktiven Filters auf der Wechselspannungsseite des Gleichrichters kann die AC-Energiequalität verbessert werden. Der Filteraufwand ist besonders hoch, wenn die Wechselströme erheblich verzerrt sind, was bei einem Gleichrichter mit Glättungskondensator der Fall ist [7].

In dieser Arbeit wird eine Filteranlage untersucht, die aus einem parallelen und einem seriellen aktiven Filter besteht. Schwerpunkt der Arbeit ist das serielle aktive Filter. Mit dem seriellen aktiven Filter kann die Verzerrung des Wechselstromes wesentlich

reduziert werden. In Folge dieser Reduzierung verringert sich der Filteraufwand des parallelen aktiven Filters. Zusätzlich ist es möglich mit dem seriellen aktiven Filter die Gleichspannung des Diodengleichrichters zu regeln, wodurch sich der Glättungsaufwand der Gleichspannung verringert und die DC-Energiequalität verbessert.

Der Hauptteil der Arbeit umfasst das Filterkonzept, die Regelung, die Dimensionierung und die Simulation der Filteranlage. Dazu wird zunächst im Kapitel 2 ein Überblick über aktive Filter gegeben und die zu untersuchende Filteranlage hinsichtlich Aufbau und Filterkonzept eingeordnet. Das angewendete Filterkonzept besteht aus zwei Filterstufen. Die erste Filterstufe wird mit dem seriellen aktiven Filter und die zweite Filterstufe wird mit dem parallelen aktiven Filter realisiert.

Im Kapitel 3 werden Leistungsbegriffe und Leistungsgleichungen definiert, die für die Analyse und die Bewertung der Filteranlage verwendet werden. Da der Diodengleichrichter wegen der installierten Filteranlage nicht direkt an das Drehstromnetz angeschlossen ist, können wechselstromseitig Strom- und Spannungsverläufe entstehen, die untypisch für einen Diodengleichrichter sind. Im Kapitel 4 wird daher untersucht, welche wechselstromseitigen Strom- und Spannungsverläufe gleichzeitig zu einem konstanten Gleichstrom und einer konstanten Gleichspannung führen, um so auf die Glättung der Gleichgrößen verzichten zu können. Kapitel 5 zeigt anschließend Möglichkeiten auf, wie mit der Filteranlage die Gleichspannung des Gleichrichters variiert werden kann.

Das Kapitel 6 beschreibt eine Regelungsvariante zur Umsetzung des zweistufigen Filterkonzepts. Bei der vorgeschlagenen Regelung werden für das parallele und das serielle aktive Filter frequenzselektive Regler eingesetzt. Mit der entwickelten Kaskadenregelung des seriellen aktiven Filters ist es möglich, gleichzeitig den Wechselstrom und die Gleichspannung des Gleichrichters zu regeln.

Die Dimensionierung der Filteranlage ist Gegenstand der nächsten beiden Kapitel. Kapitel 7 behandelt zunächst den Einfluss der Nullspannung auf das serielle aktive Filter. Es wird gezeigt, wie die Nullspannung eingesetzt werden kann, um symmetrierende oder reduzierende Wirkungen zu erzielen. Um den Einfluss verschiedener Parameter auf die Dimensionierung zu ermitteln, erfolgt im Kapitel 8 die Auswertung von numerischen Berechnungen. Die Ergebnisse der Berechnungen zeigen, dass durch die Vorgabe der Parameter die Aufteilung des Filteraufwandes auf das parallele und das serielle aktive Filter gesteuert werden kann. Um die Dimensionierung zu bewerten, wird ein Vergleich mit einem Active-Front-End-Stromrichter durchgeführt.

Anschließend werden im Kapitel 9 ausgewählte Simulationsergebnisse dargestellt und diskutiert. Die Simulationsergebnisse zeigen das stationäre und dynamische Verhalten der Filteranlage. Des Weiteren erfolgt eine detailliertere Untersuchung der Besonderheiten, die bei der Regelung des seriellen Filters auftreten.

2 Schaltungstopologie und Filterkonzept

In diesem Kapitel wird ein Überblick über aktive Filter gegeben und die Schaltungstopologie der aktiven Filteranlage gezeigt, welche in dieser Arbeit untersucht wird. Des Weiteren wird das Filterkonzept vorgestellt, welches sich von den herkömmlichen Konzepten unterscheidet.

2.1 Aktive Filter

Aktive Filter werden eingesetzt, um die Elektroenergiequalität zu verbessern. Sie können verschiedene Beeinträchtigungen, die in den Versorgungsnetzen auftreten, kompensieren. Dazu gehören beispielsweise:

- Oberschwingungen
- Spannungseinbrüche, Überspannungen, Flicker
- Unsymmetrien
- Blindleistungen

In [8] wird ein Überblick über verschiedene Schaltungstopologien gezeigt. Der Hauptbestandteil eines aktiven Filters ist (mindestens) ein Wechselrichter, der üblicherweise als spannungsgespeister Pulswechselrichter ausgeführt ist. Die Grundtypen aktiver Filter sind das parallele und das serielle aktive Filter. Ein paralleles aktives Filter wirkt wie eine Stromquelle, die parallel an das Netz angeschlossen ist (Abb. 2.1). Es speist einen Kompensationsstrom in das Netz ein und kann so Netzzrückwirkungen entgegenwirken, die durch Ströme verursacht werden [9, 10]. Das serielle aktive Filter wird in Reihenschaltung zwischen Netzanschluss und Verbraucher geschaltet. Es arbeitet als Spannungsquelle und speist eine Kompensationsspannung ein (Abb. 2.2). Üblicherweise werden mit der Kompensationsspannung Störungen der Netzspannung kompensiert [11, 12]. Es ist aber auch möglich Oberschwingungsströme zu reduzieren [13].

Wird ein aktives Filter mit einem passiven Filter (z.B. Saugkreis) kombiniert, spricht man von einem Hybridfilter. Die Kompensation wird zwischen den beiden Filtern aufgeteilt. Topologiebeispiele können der Literatur [14, 7, 15, 16, 17, 18] entnommen wer-

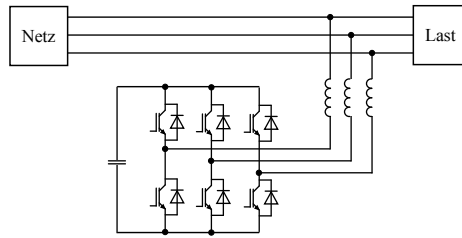
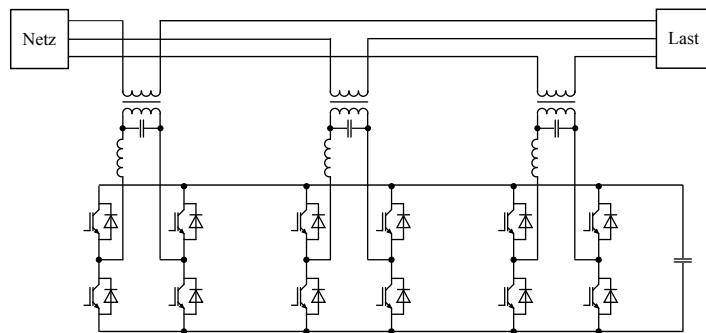
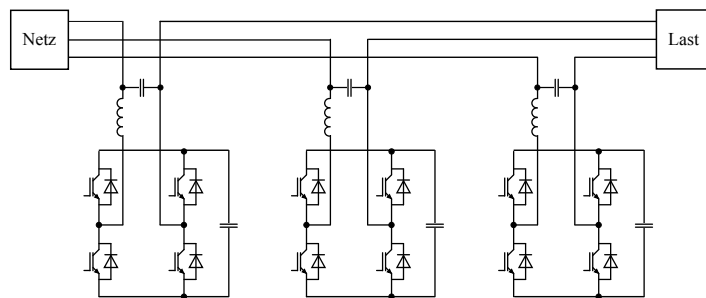


Abb. 2.1: Paralleles aktives Filter



(a) Mit Transformator



(b) Ohne Transformator

Abb. 2.2: Seriellles aktives Filter

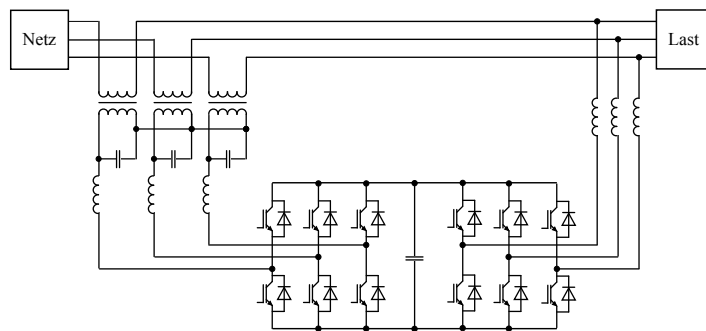


Abb. 2.3: Unified Power Quality Conditioner (UPQC)

den. Im Vergleich zum reinen aktiven Filter kann bei einem Hybridfilter der aktive Teil kleiner ausgelegt werden, da dieser nicht die vollständige Kompensation übernimmt.

Besteht eine aktive Filteranlage aus einem parallelen und einem seriellen aktiven Filter, wird es als *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) bezeichnet. Die Abbildung 2.3 zeigt ein typisches UPQC. Die beiden Filter sind üblicherweise über einen gemeinsamen Zwischenkreis verbunden. Das parallele aktive Filter kann auf der Netz- oder Lastseite des seriellen aktiven Filters angeschlossen sein. Im Regelfall wird das parallele aktive Filter auf der Lastseite, also so wie es in der Abbildung 2.3 zu sehen ist, angeschlossen [19]. Das herkömmliche Kompensationskonzept eines UPQCs kann wie folgt beschrieben werden. Das serielle aktive Filter verbessert die Qualität der lastseitigen Spannung, indem Verzerrungen, Effektivwertschwankungen oder Unsymmetrien der Netzspannung kompensiert werden. So können auch störanfällige Lasten bei unzureichender Netzspannungsqualität betrieben werden. Das parallele aktive Filter kompensiert die Laststromüberschwingungen und Blindströme und reduziert somit die Netzurückwirkungen der Last(-en). Wenn das parallele aktive Filter die Oberschwingungen vollständig kompensiert, fließt ein sinusförmiger Strom durch das serielle aktive Filter. Ein alternatives Kompensationskonzept wird in [20, 21] untersucht. Bei diesem Konzept regelt das serielle aktive Filter den Laststrom und das parallele aktive Filter regelt die Lastspannung.

2.2 Filteranlage

Die Filteranlage, die in dieser Arbeit untersucht wird, besteht aus einem seriellen und parallelen aktiven Filter (nachfolgend paralleles und seriell Filter genannt) und gehört daher zu der Gruppe der UPQCs. Sie unterscheidet sich aber von der typischen Schaltungstopologie (Abb. 2.3), da sie ohne Transformator aufgebaut ist.

Der Einsatz von Transformatoren bei UPQC-Schaltungen bietet zwei wesentliche Vorteile. Einerseits können durch das Übersetzungsverhältnis die Filter an die Strom- und Spannungsverhältnisse des Netzes angepasst werden. Andererseits entsteht eine Potentialtrennung zwischen dem Netz und dem leistungselektronischen Schaltungsteil. Die Nachteile des Transformators sind allerdings die Baugröße (Volumen, Gewicht), die Kosten, die Verluste, evtl. Sättigungseffekte und die schlechtere Regeldynamik [22, 23].

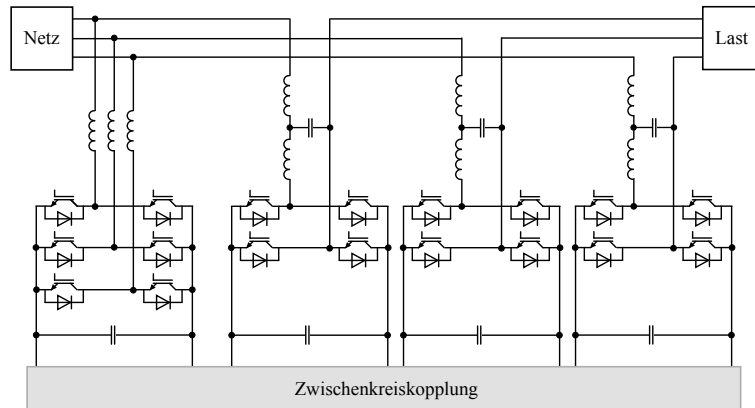


Abb. 2.4: Transformatorlose UPQC-Schaltung

Wird die UPQC-Schaltung ohne Transformator aufgebaut, kann die Anpassung an die Strom- und Spannungsverhältnisse durch das Kaskadieren von Halbleitern oder von Wechselrichtern erfolgen [19, 24, 22, 25]. Die fehlende Potentialtrennung ist für das parallele Filter unbedeutend. Die Schaltung nach Abbildung 2.1 kann sowohl mit als auch ohne Transformator betrieben werden. Hingegen beim seriellen Filter unterscheidet sich die Schaltung mit Transformator (Abb. 2.2(a)) von der Schaltung ohne Transformator (Abb. 2.2(b)). In [26, 22, 27, 28, 25] werden transformatorlose Schaltungstopologien vorgestellt. Bei einem Schaltungsaufbau ohne Transformator müssen drei einphasige serielle Filter installiert werden. Die Speisung der drei Wechselrichter erfolgt mit drei potentialgetrennten Speicherkondensatoren. Die Verwendung eines gemeinsamen Speicherkondensators (Zwischenkreis), wie sie in den Abbildungen 2.2(a) und 2.3 zu sehen ist, ist nicht möglich, da durch das Schalten des Wechselrichters des seriellen Filters die Außenleiter des Netzes kurzgeschlossen werden können [26, 22].

Die Abbildung 2.4 zeigt die transformatorlose UPQC-Schaltung, welche in dieser Arbeit untersucht wird. Das parallele Filter ist ein dreiphasiger Wechselrichter, der mit Filterdrosseln an das Netz angeschlossen wird. Im Gegensatz zum UPQC nach Abbildung 2.3 ist das parallele Filter nicht auf der Lastseite, sondern auf der Netzseite des seriellen Filters angeschlossen. Das serielle Filter besteht aus drei einphasigen Wechselrichtern, die über ein LCL-Filter angeschlossen werden.

Die Gleichstromseiten der Wechselrichter bestehen jeweils aus einem Speicherkondensator und werden folgend als Zwischenkreise bezeichnet. Damit ein Energieaustausch unter den Zwischenkreisen stattfinden kann, sind die Zwischenkreise über eine Schaltung, die Zwischenkreiskopplung, verbunden. Die Zwischenkreiskopplung besteht aus

Gleichspannungswandlern, die eine Potentialtrennung der Zwischenkreise gewährleisten. Die Untersuchungen dieser Arbeit konzentrieren sich auf die Wirkung der Filter. Die Funktion der Zwischenkreiskopplung wird idealisiert, unabhängig von der eigentlichen Schaltungstopologie, betrachtet. Im Folgenden werden nur kurz die Eigenschaften der Zwischenkreiskopplung bezüglich des Energieaustausches angeführt.

Im Abschnitt 5.2 wird gezeigt, dass mit der Filteranlage das Stellen der Gleichspannung von Diodengleichrichtern möglich ist. Dabei ist die Energieflussrichtung je nach Stellvariante unterschiedlich (Abb. 5.8). Der Energiefluss kann vom parallelen Filter zum seriellen Filter oder umgekehrt gerichtet sein. Die Spannung im Zwischenkreis des parallelen Filters ist höher als die in den Zwischenkreisen des seriellen Filters. Daher kann eine Schaltung mit der Eigenschaft eines Tiefsetzstellers (Buck) eingesetzt werden, wenn aufgrund der Stellvariante der Energiefluss von dem parallelen Filter zum seriellen Filter gerichtet ist. Ist die Energieflussrichtung entgegengesetzt, kann eine Schaltung mit der Eigenschaft eines Hochsetzstellers (Boost) eingesetzt werden. Um alle Stellvarianten ausführen zu können, muss die Zwischenkreiskopplung den Energiefluss in beiden Richtungen ermöglichen. Um einen bidirektionalen Energiefluss zu erreichen, können für die vier Zwischenkreise Stromrichter eingesetzt werden, die in Abhängigkeit der Energieflussrichtung entweder als Wechselrichter oder Gleichrichter arbeiten. Beispiele für solche Schaltungen werden in [29, 30, 31] gezeigt.

2.3 Filterkonzept

Die Last, für die das Filterkonzept erstellt wurde, ist ein sechspulsiger Diodengleichrichter. Die Regelung der Filteranlage wurde so gestaltet, dass für diese Last eine effiziente Filterwirkung entsteht. Mit der Filteranlage wird die Energiequalität der Wechselstrom- und der Gleichstromseite des Gleichrichters verbessert [32]. Eine ausführliche Beschreibung der Regelung erfolgt im Kapitel 6. In diesem Abschnitt wird nur die Filterwirkung erklärt.

Mit der Filteranlage wird ein neuartiges Filterkonzept umgesetzt. Im Gegensatz zum herkömmlichen Filterkonzept werden mit dem seriellen Filter nicht die Störungen der Netzspannung kompensiert, sondern Stromoberschwingungen reduziert. Damit ein sinusförmiger Netzstrom entsteht, wird der Laststrom in zwei Stufen gefiltert.

Die erste Filterstufe führt das serielle Filter aus. Es regelt den Laststrom so, dass sich dessen Oberschwingungsgehalt reduziert. Damit das serielle Filter nur den Laststrom regelt und nicht noch gleichzeitig den Kompensationsstrom des parallelen Filters beeinflusst, ist das parallele Filter auf der Netzseite des seriellen Filters angeordnet (Abb. 2.4). Somit fließt durch das serielle Filter nur der nichtsinusförmige Laststrom. Die zweite Filterstufe wird mit dem parallelen Filter realisiert. Durch die Einspeisung des Kompensationsstromes kompensiert das parallele Filter die Oberschwingungen des Laststromes, so dass ein sinusförmiger Netzstrom entsteht und sich dadurch die Energiequalität auf der Wechselstromseite des Gleichrichters verbessert. Durch das zweistufige Filterkonzept reduziert sich der Filteraufwand des parallelen Filters deutlich, da die Stromoberschwingungen des Laststromes bereits stark durch das serielle Filter reduziert werden.

Das serielle Filter regelt nicht nur den Laststrom, sondern auch die Gleichspannung des Sechspulsgleichrichters. Obwohl es ein ungesteuerter Gleichrichter ist, kann die Gleichspannung auf unterschiedliche Sollwerte eingestellt werden. Die Gleichspannung am Gleichrichter ist aufgrund der Filteranlage auch ohne den Einsatz eines Glättungskondensators konstant. Entsteht aufgrund einer Änderung der gleichstromseitigen Belastung ein Anstieg oder eine Absenkung der Gleichspannung, regelt das serielle Filter die Gleichspannung sehr schnell wieder auf ihren Sollwert, wodurch eine hohe Energiequalität der Gleichstromseite sichergestellt wird.

3 Leistungsberechnung im Drehstromsystem

Für die Analyse der Filteranlage werden verschiedene Leistungsberechnungen durchgeführt, die teilweise auf Momentanwerten, Effektivwerten oder Raumzeigern basieren.

3.1 Momentanleistung, Wirkleistung und Leistungspulsation

Die Filteranlage ist ein dreiphasiges Netzwerk. Um eine übersichtliche Schreibweise zu gewährleisten, werden die zeitveränderlichen Spannungen und Ströme in Spaltenmatrizen zu den dreiphasigen Netzwerkgrößen \mathbf{u} und \mathbf{i} zusammengefasst [33, 34, 35]. Die Komponenten der Spaltenmatrix haben immer Bezug zu einem Strang. Verkettete Größen werden nicht verwendet.

$$\mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{i} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Im stationären Zustand sind alle Spannungen und Ströme des Drehstromsystems reine Wechselgrößen. Die Spannung \mathbf{u} und der Strom \mathbf{i} werden für die Leistungsberechnungen in Grund- und Oberschwingungsanteil zerlegt.

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{(1)} + \mathbf{u}_{(\text{OS})} \quad (3.3)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_{(1)} + \mathbf{i}_{(\text{OS})} \quad (3.4)$$

Die harmonischen Schwingungen der Stranggrößen sind symmetrisch. Für die Grundschwingungen gilt (3.5) und (3.6). Die Oberschwingungsspannung und der Ober-

schwingungsstrom ergeben sich gemäß (3.7) und (3.8) aus der Summe aller Oberschwingungen.

$$\mathbf{u}_{(1)} = \begin{pmatrix} u_{1(1)} \\ u_{2(1)} \\ u_{3(1)} \end{pmatrix} = \hat{u}_{(1)} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{u(1)}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{u(1)} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{u(1)} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{i}_{(1)} = \begin{pmatrix} i_{1(1)} \\ i_{2(1)} \\ i_{3(1)} \end{pmatrix} = \hat{i}_{(1)} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{i(1)}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{i(1)} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{i(1)} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{u}_{(\text{OS})} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \mathbf{u}_{(\nu)} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \begin{pmatrix} u_{1(\nu)} \\ u_{2(\nu)} \\ u_{3(\nu)} \end{pmatrix} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \hat{u}_{(\nu)} \begin{pmatrix} \cos(\nu\omega t + \varphi_{u(\nu)}) \\ \cos(\nu\omega t + \varphi_{u(\nu)} - \nu\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\nu\omega t + \varphi_{u(\nu)} + \nu\frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{i}_{(\text{OS})} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \mathbf{i}_{(\nu)} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \begin{pmatrix} i_{1(\nu)} \\ i_{2(\nu)} \\ i_{3(\nu)} \end{pmatrix} = \sum_{\nu=2}^{\infty} \hat{i}_{(\nu)} \begin{pmatrix} \cos(\nu\omega t + \varphi_{i(\nu)}) \\ \cos(\nu\omega t + \varphi_{i(\nu)} - \nu\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\nu\omega t + \varphi_{i(\nu)} + \nu\frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Die Momentanleistung p eines Drehstromsystems berechnet sich aus der Summe der Leistungen der drei Stränge. In Matrixschreibweise ergibt sich diese Summe aus dem Matrizenprodukt von Spannung und Strom [33, 34, 35].

$$p = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 = \mathbf{u}^T \mathbf{i} \quad (3.9)$$

Die Momentanleistung (3.10) wird in einen konstanten Anteil \bar{p} und einen alternierenden Anteil \tilde{p} zerlegt. Der alternierende Anteil wird folgend Leistungspulsation \tilde{p} genannt. Der konstante Anteil ist der Mittelwert der Momentanleistung und entspricht somit der Definition der Wirkleistung (3.11).

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.10)$$

$$P = \bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^T \mathbf{i} \, dt \quad (3.11)$$

Setzt man (3.3) und (3.4) in (3.11) ein, folgt daraus die Gleichung (3.12). Wie die folgende Betrachtung zeigt, ergeben zwei der vier Integrale der Gleichung null und liefern deshalb keinen Beitrag zur Wirkleistung.

$$P = \frac{1}{T} \left(\int_0^T \mathbf{u}_{(1)}^T \mathbf{i}_{(1)} dt + \int_0^T \mathbf{u}_{(\text{OS})}^T \mathbf{i}_{(\text{OS})} dt + \int_0^T \mathbf{u}_{(1)}^T \mathbf{i}_{(\text{OS})} dt + \int_0^T \mathbf{u}_{(\text{OS})}^T \mathbf{i}_{(1)} dt \right) dt \quad (3.12)$$

Die Integrale (3.13) und (3.14) können durch Ausmultiplizieren der Matrizenprodukte umgeformt werden. Dabei ergeben sich drei Produkte, die den drei Strängen zugeordnet sind. Jedes Produkt besteht aus jeweils zwei harmonischen Funktionen unterschiedlicher Frequenz. Aufgrund der Orthogonalität dieser Funktionen ergibt jedes Teilintegral gleich null, weshalb auch die Summe der Teilintegrale gleich null ist.

$$\int_0^T \mathbf{u}_{(1)}^T \mathbf{i}_{(\text{OS})} dt = \sum_{\nu=2}^{\infty} \left(\int_0^T u_{1(1)} i_{1(\nu)} dt + \int_0^T u_{2(1)} i_{2(\nu)} dt + \int_0^T u_{3(1)} i_{3(\nu)} dt \right) = 0 \quad (3.13)$$

$$\int_0^T \mathbf{u}_{(\text{OS})}^T \mathbf{i}_{(1)} dt = \sum_{\nu=2}^{\infty} \left(\int_0^T u_{1(\nu)} i_{1(1)} dt + \int_0^T u_{2(\nu)} i_{2(1)} dt + \int_0^T u_{3(\nu)} i_{3(1)} dt \right) = 0 \quad (3.14)$$

Das Integral (3.15) kann auch in drei Teilintegrale, die den drei Strängen zugeordnet sind, umgeformt werden. Da es Harmonische in Strom und Spannung gibt, entsteht die Doppelsumme. Wegen der Orthogonalität harmonischer Funktionen unterschiedlicher Frequenz kann die Doppelsumme in eine einfache Summe umgewandelt werden, da nur Integrale von Produkten gleichfrequenter Harmonischer ungleich null sein können.

$$\begin{aligned} \int_0^T \mathbf{u}_{(\text{OS})}^T \mathbf{i}_{(\text{OS})} dt &= \sum_{\mu=2}^{\infty} \sum_{\nu=2}^{\infty} \left(\int_0^T u_{1(\mu)} i_{1(\nu)} dt + \int_0^T u_{2(\mu)} i_{2(\nu)} dt + \int_0^T u_{3(\mu)} i_{3(\nu)} dt \right) \\ &= \sum_{\nu=2}^{\infty} \left(\int_0^T u_{1(\nu)} i_{1(\nu)} dt + \int_0^T u_{2(\nu)} i_{2(\nu)} dt + \int_0^T u_{3(\nu)} i_{3(\nu)} dt \right) \\ &= \sum_{\nu=2}^{\infty} \int_0^T \mathbf{u}_{(\nu)}^T \mathbf{i}_{(\nu)} dt \end{aligned} \quad (3.15)$$

Mit (3.12) bis (3.15) ergibt sich (3.16) für die Berechnung der Wirkleistung, wobei $P_{(1)}$ der Wirkleistungsanteil ist, der durch die Grundswingungen verursacht wird und $P_{(\text{OS})}$ der Wirkleistungsanteil ist, der durch die Oberswingungen verursacht wird. $P_{(1)}$ wird folgend Grundswingungswirkleistung und $P_{(\text{OS})}$ Oberswingungswirkleistung genannt.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^T \mathbf{i} \, dt = P_{(1)} + P_{(\text{OS})} \quad (3.16)$$

$$P_{(1)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{(1)}^T \mathbf{i}_{(1)} \, dt \quad (3.17)$$

$$P_{(\text{OS})} = \sum_{\nu=2}^{\infty} P_{(\nu)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{(\text{OS})}^T \mathbf{i}_{(\text{OS})} \, dt \quad (3.18)$$

Aus (3.18) folgt, dass die Berechnung der Oberswingungswirkleistung aus dem arithmetische Mittelwert des Matrizenprodukts von Oberswingungsspannung $\mathbf{u}_{(\text{OS})}$ und Oberswingungsstrom $\mathbf{i}_{(\text{OS})}$ gebildet werden kann.

3.2 Komplexe Berechnung der Grundswingungsleistung

Die Gleichungen für die Grundswingungswirkleistung und die Grundswingungsblindleistung werden aus der komplexen Scheinleistung hergeleitet. Durch diese Herleitung wird außerdem die Analogie, die zwischen der Leistungsberechnung mit komplexen Effektivwerten und der Leistungsberechnung mit Raumzeigern (Abschnitt 3.3) besteht, deutlich.

Die komplexe Spannung (3.20) entsteht gemäß (3.19) durch die Addition der dreiphasigen imaginären Schwingung zur Spannung (3.5).

$$\underline{\mathbf{u}}_{(1)} = \mathbf{u}_1 + \mathbf{j} \hat{\mathbf{u}}_{(1)} \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_{u(1)}) \\ \sin(\omega t + \varphi_{u(1)} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \varphi_{u(1)} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$\underline{\mathbf{u}}_{(1)} = \begin{pmatrix} \underline{u}_{1(1)} \\ \underline{u}_{2(1)} \\ \underline{u}_{3(1)} \end{pmatrix} = \hat{u}_{(1)} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t + \varphi_{u(1)})} \\ e^{j(\omega t + \varphi_{u(1)} - \frac{2\pi}{3})} \\ e^{j(\omega t + \varphi_{u(1)} + \frac{2\pi}{3})} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Mit dem komplexen Drehoperator (3.21) kann die komplexe Spannung in der Form (3.22) dargestellt werden. Entsprechend der komplexen Spannung gilt für den komplexen Strom (3.23).

$$\underline{a} = e^{j2\pi/3} \quad (3.21)$$

$$\underline{\mathbf{u}}_{(1)} = \hat{u}_{(1)} e^{j\omega t} e^{j\varphi_{u(1)}} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

$$\underline{\mathbf{i}}_{(1)} = \hat{i}_{(1)} e^{j\omega t} e^{j\varphi_{i(1)}} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Mit der Umrechnung (3.24) der Spitzenwerte in Effektivwerte ergeben sich die dreiphasigen Effektivwertzeiger (3.25) und (3.26).

$$U_{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{u}_{(1)} \quad (3.24a)$$

$$I_{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{i}_{(1)} \quad (3.24b)$$

$$\underline{\mathbf{U}}_{(1)} = U_{(1)} e^{j\omega t} e^{j\varphi_{u(1)}} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} = \underline{U}_{(1)} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

$$\underline{\mathbf{I}}_{(1)} = I_{(1)} e^{j\omega t} e^{j\varphi_{i(1)}} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} = \underline{I}_{(1)} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a} \\ \underline{a}^2 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Mit dem konjugiert komplexen Effektivwertzeiger (3.27) kann die komplexe Grundschwingungsscheinleistung (3.28) berechnet werden [35].

$$\underline{I}_{(1)}^* = I_{(1)} e^{-j\omega t} e^{-j\varphi_{i(1)}} \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a}^2 \\ \underline{a} \end{pmatrix} = \underline{I}_{(1)}^* \begin{pmatrix} 1 \\ \underline{a}^2 \\ \underline{a} \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

$$\underline{S}_{(1)} = \underline{U}_{(1)}^T \underline{I}_{(1)}^* = 3 \underline{U}_{(1)} \underline{I}_{(1)}^* = 3 U_{(1)} I_{(1)} e^{j\varphi_{(1)}} \quad (3.28)$$

$$\varphi_{(1)} = \arg(\underline{U}_{(1)} \underline{I}_{(1)}^*) = \varphi_{u(1)} - \varphi_{i(1)} \quad (3.29)$$

Die Grundschwingungswirkleistung ist der Realteil und die Grundschwingungsblindleistung der Imaginärteil der komplexen Scheinleistung.

$$P_{(1)} = \operatorname{Re}\{\underline{S}_{(1)}\} = 3 U_{(1)} I_{(1)} \cos \varphi_{(1)} \quad (3.30)$$

$$Q_{(1)} = \operatorname{Im}\{\underline{S}_{(1)}\} = 3 U_{(1)} I_{(1)} \sin \varphi_{(1)} \quad (3.31)$$

3.3 Leistungsberechnung mit Raumzeigern

Die Leistungsberechnung mit Raumzeigern ist gültig für stationäre und transiente Vorgänge [36]. In dieser Arbeit wird die Leistungsberechnung mit Raumzeigern genutzt, um den Kompensationsstrom des parallelen Filters zu berechnen.

Mit der Transformationsgleichung (3.32) kann eine Drehstromgröße in einen Raumzeiger umgeformt werden. Der Drehoperator \underline{a} entspricht der Definition (3.21). Für den Spannungs- und Stromraumzeiger gelten (3.33) und (3.34).

$$\underline{\vec{g}} = \frac{2}{3} (g_1 + \underline{a} g_2 + \underline{a}^2 g_3) = g_\alpha + j g_\beta \quad (3.32)$$

$$\underline{\vec{u}} = \frac{2}{3} (u_1 + \underline{a} u_2 + \underline{a}^2 u_3) = u_\alpha + j u_\beta \quad (3.33)$$

$$\underline{\vec{i}} = \frac{2}{3} (i_1 + \underline{a} i_2 + \underline{a}^2 i_3) = i_\alpha + j i_\beta \quad (3.34)$$

Die Multiplikation des komplexen Spannungs- und des konjugiert komplexen Stromraumzeigers ergibt die augenblickliche komplexe Scheinleistung (3.35). Da die Trans-

formation (3.32) leistungsvariant ist [36, 37], wird der Faktor $3/2$ für die Berechnung benötigt. Der Realteil von \underline{s} entspricht der Momentanleistung p nach (3.9), wenn nicht gleichzeitig eine Nullspannung und ein Nullstrom vorhanden sind [36]. Der Imaginärteil von \underline{s} ist die augenblickliche Blindleistung q [36, 38, 15].

$$\underline{s} = \frac{3}{2} \underline{\vec{u}} \underline{\vec{i}}^* = \frac{3}{2} (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) + j \frac{3}{2} (u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \quad (3.35)$$

$$p = \operatorname{Re} \{ \underline{s} \} = \frac{3}{2} (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) \quad (3.36)$$

$$q = \operatorname{Im} \{ \underline{s} \} = \frac{3}{2} (u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \quad (3.37)$$

Die Leistungsberechnung mit Raumzeigern soll am Beispiel einer nichtlinearen Last näher betrachtet werden. Wird eine dreiphasige nichtlineare Last an einer sinusförmigen Netzspannung angeschlossen, entsteht ein nichtsinusförmiger Laststrom. Der Laststrom wird gemäß (3.4) in seinen Grundswingungs- und Oberswingungsanteil zerlegt. Für den Raumzeiger des Laststromes ergibt sich somit (3.38). Unter der Annahme, dass die Netzspannung sinusförmig ist, gilt für den Spannungsraumzeiger (3.39). Für die augenblicklichen Leistungen folgt daraus (3.40) und (3.41).

$$\begin{aligned} \vec{i}_L &= \frac{2}{3} (i_{L1(1)} + i_{L1(OS)} + \underline{a} (i_{L2(1)} + i_{L2(OS)}) + \underline{a}^2 (i_{L3(1)} + i_{L3(OS)})) \\ &= i_{L\alpha(1)} + i_{L\alpha(OS)} + j(i_{L\beta(1)} + i_{L\beta(OS)}) \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\underline{\vec{u}}_N = u_{N\alpha(1)} + j u_{N\beta(1)} \quad (3.39)$$

$$p_L = \frac{3}{2} (u_{N\alpha(1)} i_{L\alpha(1)} + u_{N\beta(1)} i_{L\beta(1)} + u_{N\alpha(1)} i_{L\alpha(OS)} + u_{N\beta(1)} i_{L\beta(OS)}) \quad (3.40)$$

$$q_L = \frac{3}{2} (u_{N\beta(1)} i_{L\alpha(1)} - u_{N\alpha(1)} i_{L\beta(1)} + u_{N\beta(1)} i_{L\alpha(OS)} - u_{N\alpha(1)} i_{L\beta(OS)}) \quad (3.41)$$

Im stationären Zustand ist eine Zerlegung der Momentanleistung und der augenblicklichen Blindleistung in einen konstanten und einen alternierenden Anteil sinnvoll.

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (3.42)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (3.43)$$

In die Berechnung der Mittelwerte der beiden Leistungen gehen nur die Grundschwingungen ein.

$$\bar{p}_L = \frac{3}{2} (u_{N\alpha(1)} i_{L\alpha(1)} + u_{N\beta(1)} i_{L\beta(1)}) \quad (3.44)$$

$$\bar{q}_L = \frac{3}{2} (u_{N\beta(1)} i_{L\alpha(1)} - u_{N\alpha(1)} i_{L\beta(1)}) \quad (3.45)$$

Für das Beispiel sind die Mittelwerte gleich der Grundschwingungswirk- und der Grundschwingungsblindleistung gemäß (3.30) und (3.31) [36].

$$\bar{p}_L = P_{L(1)} \quad (3.46)$$

$$\bar{q}_L = Q_{L(1)} \quad (3.47)$$

Die alternierenden Leistungsanteile ergeben sich aus dem Raumzeiger der Spannung und aus dem Raumzeiger der Oberschwingungsströme.

$$\tilde{p}_L = \frac{3}{2} (u_{N\alpha(1)} i_{L\alpha(OS)} + u_{N\beta(1)} i_{L\beta(OS)}) \quad (3.48)$$

$$\tilde{q}_L = \frac{3}{2} (u_{N\beta(1)} i_{L\alpha(OS)} - u_{N\alpha(1)} i_{L\beta(OS)}) \quad (3.49)$$

Die Leistungen \tilde{p}_L und \tilde{q}_L sind die Komponenten, die beispielsweise durch ein paralleles aktives Filter kompensiert werden müssen, um einen sinusförmigen Netzstrom zu erhalten.

4 Sechspulsgleichrichter als Last

Ungesteuerte Sechspulsgleichrichter formen das dreiphasige Spannungssystem des Versorgungsnetzes in eine Gleichspannung um. Für die Gleichrichtung an sich wird nur die Diodenbrücke benötigt. Um die Form der wechselstrom- und der gleichstromseitigen Ströme und Spannungen zu beeinflussen, werden zusätzliche passive Filterelemente eingesetzt. Durch diese Filter können die Oberschwingungen von Strom und Spannung auf der Wechselstrom- und Gleichstromseite beeinflusst, aber nicht vollständig eliminiert werden, was letztendlich zu Leistungspulsation führt. Um diese Leistungspulsation zu vermeiden, müssen andere Formen für Strom und Spannung vorliegen. Diese Formen werden im Abschnitt 4.2 bestimmt.

4.1 Gleichrichtung mit Leistungspulsation

Sechspulsgleichrichter sind nichtlineare Lasten, da zwischen Laststrom i_L und Lastspannung u_L kein linearer Zusammenhang besteht. Der dreiphasige Laststrom von Sechspulsgleichrichtern ist nicht sinusförmig. Die Form des Laststromes ist von der Beschaltung der Diodenbrücke abhängig (Abb. 4.1). Wird die Diodenbrücke ohne Glättung (R-Last) betrieben, ist sowohl die Gleichspannung u_d als auch der Gleichstrom i_d wellig. Damit eine nahezu zeitlich konstante Gleichspannung bzw. ein nahezu zeitlich konstanter Gleichstrom entsteht, werden Glättungskondensatoren (R-C-Last) und Gleichstromdrosseln (R-L-Last) eingesetzt. Im Gegensatz zu linearen Lasten entstehen durch den Sechspulsgleichrichter Verzerrungen der Netzspannung. Um die Oberschwingungen in der Netzspannung gering zu halten und somit eine hohe Energiequalität des Versorgungsnetzes zu gewährleisten, werden die Oberschwingungen im Laststrom durch Netzdrosseln reduziert.

Die Verläufe in Abbildung 4.2 gehören zu unterschiedlichen Messpunkten in der Schaltung (Abb. 4.1). Die Messpunkte liegen am Netzanschlusspunkt (Abb. 4.2(a)), an den gleichstromseitigen Klemmen des Gleichrichters (Abb. 4.2(b)) und am Widerstand R_d (Abb. 4.2(c)). Die Ströme, die Spannungen und die Leistungen werden als bezogene Größen dargestellt. Eine dreiphasige ohmsche Last gleicher Leistung dient als Referenz. Die Referenzgrößen sind die Amplitude \hat{u} der Quellenspannung und die

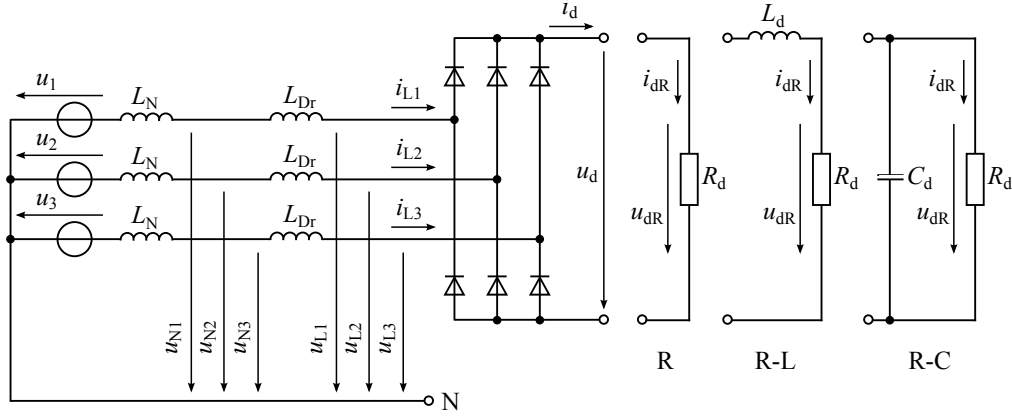


Abb. 4.1: Sechspulsleichrichter mit unterschiedlichen passiven Filtern

\hat{u}/V	P/kW	L_N/mH	L_{Dr}/mH	R_d/Ω	L_d/mH	C_d/mF
325	10	0,1	1	28,5	100	1

Tab. 4.1: Parameter für die Simulation des Sechspulsleichrichters

Wirkleistung P und der sich aus den Werten ergebende Referenzstrom \hat{i} .

$$\hat{i} = \frac{2}{3} \frac{P}{\hat{u}} \quad (4.1)$$

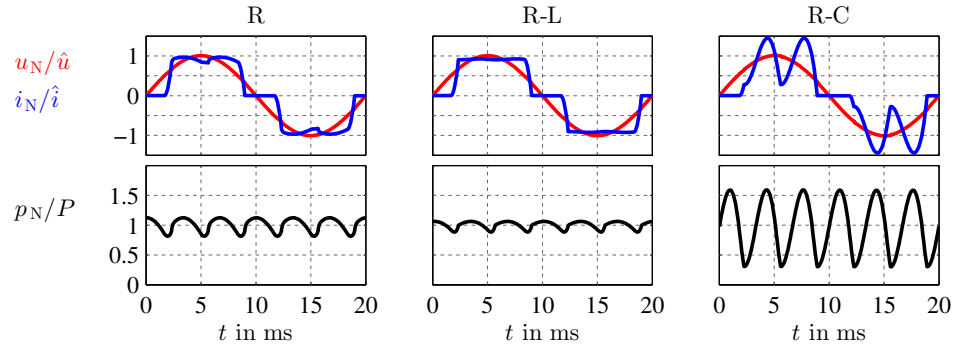
Durch den Betrieb des Sechspulsleichrichters entsteht im Versorgungsnetz neben Wirkleistung auch Blindleistung. Eine Aufteilung der Leistung in Scheinleistung, Wirkleistung und Blindleistung ist aber für die anschließenden Betrachtungen nicht zweckmäßig und soll daher nicht erfolgen. Vielmehr werden die in Abbildung 4.2 dargestellten momentanen Leistungen gemäß (3.10) und (3.11) in einen konstanten Anteil \bar{p} und einen alternierenden Anteil \tilde{p} , die Leistungspulsation, zerlegt. Der konstante Anteil \bar{p} entspricht der Wirkleistung P .

$$p_N = \mathbf{u}_N^T \mathbf{i}_L = \bar{p}_N + \tilde{p}_N \quad (4.2)$$

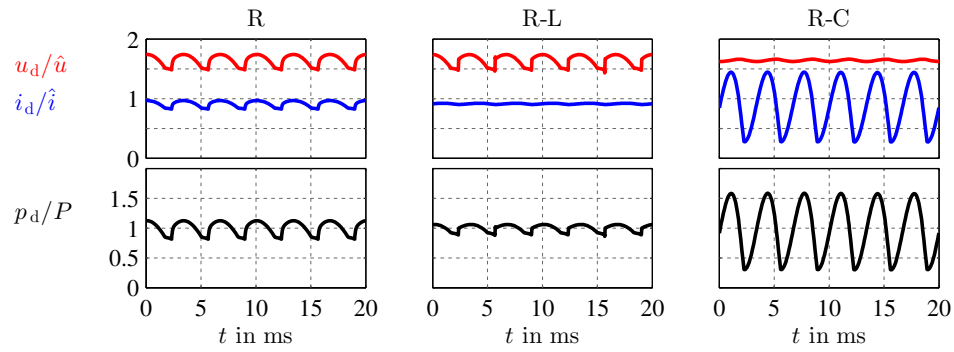
$$p_d = u_d i_d = \bar{p}_d + \tilde{p}_d \quad (4.3)$$

$$p_{dR} = u_{dR} i_{dR} = \bar{p}_{dR} + \tilde{p}_{dR} \quad (4.4)$$

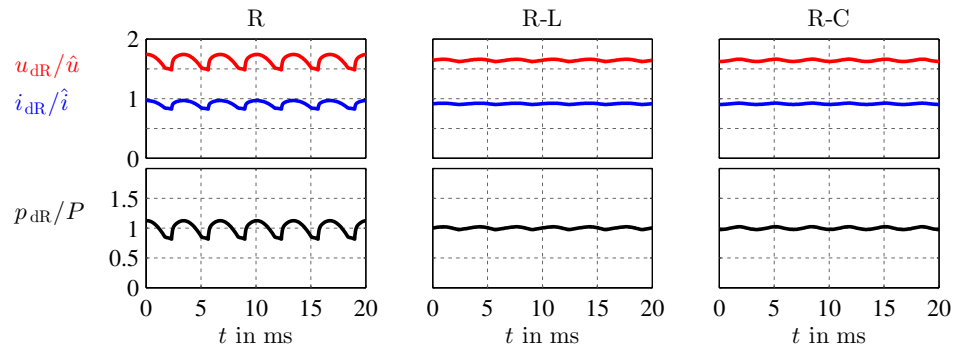
$$\bar{p}_N = \bar{p}_d = \bar{p}_{dR} = P \quad (4.5)$$



(a) Netzspannung u_N , AC-Laststrom i_L , Gesamtleistung p_N



(b) Gleichspannung u_d , Gleichstrom i_d , Leistung p_d



(c) Spannung u_{dR} , DC-Laststrom i_{dR} und Leistung p_{dR}

Abb. 4.2: Strom, Spannung und Momentanleistung bei unterschiedlichen Lasten

Da das Versorgungsnetz, die Netzdrossel und der Gleichrichter verlustfrei modelliert wurden, ist die Wirkleistung entsprechend (4.5) an allen Messpunkten gleich. Die momentanen Leistungen unterscheiden sich nur durch die Leistungspulsation. Die Grundfrequenz der Leistungspulsation ist im stationären Betrieb des Sechspulsgleichrichters immer gleich der sechsfachen Netzfrequenz, allerdings ist die Form der Leistungspulsationen unterschiedlich. Die Leistungspulsation ist an den jeweiligen Messpunkten unterschiedlich ausgeprägt und ist abhängig von der gleichstromseitigen Belastung (Abb. 4.2). Da bei R-Last weder ein Kondensator C_d noch eine Glättungsdrossel L_d angeschlossen sind, handelt es sich in diesem Fall für die Abbildungen 4.2(b) und 4.2(c) um den gleichen Messpunkt und somit um gleiche Leistungen.

4.2 Gleichrichtung ohne Leistungspulsation

Erstrebenswert ist eine Gleichrichtung, bei der keine Leistungspulsation auftritt, da dann das gleichstromseitige passive Glättungsfilter entfallen kann. In diesem Abschnitt werden zeitliche Verläufe von Strom und Spannung gezeigt, die eine Gleichrichtung ohne Leistungspulsation möglich machen [32].

Soll mit einem am Drehstromnetz angeschlossenen aktiven Filter erreicht werden, dass sowohl im Drehstromnetz als auch am Gleichrichter keine Leistungspulsation entsteht, muss das Filter eine parallel-serielle Struktur haben. Von einer solchen Struktur ist die Filteranlage (Abb. 2.4), die in dieser Arbeit untersucht wird. Der Einsatz eines parallelen oder eines seriellen Filters genügt nicht.

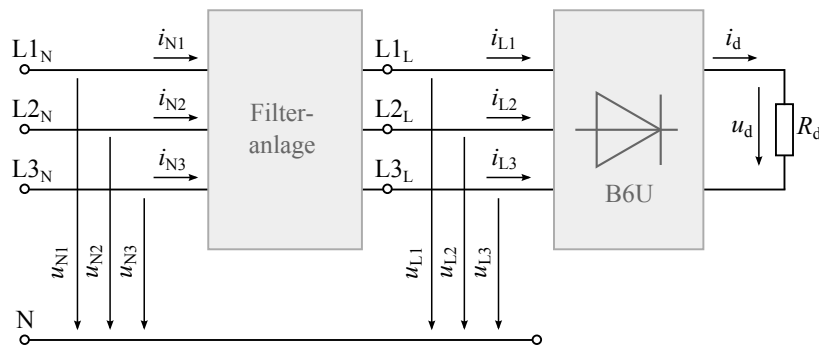


Abb. 4.3: Blockschaftbild: Sechspulsgleichrichter mit Filteranlage

4.2.1 Leistungskonstanz

Der Gleichrichter und die Filteranlage in Abbildung 4.3 werden als verlustfrei angenommen, so dass der Zusammenhang (4.6) gilt. Für die Filteranlage wird ideales Verhalten angenommen. Sie verhindert, dass sich die Oberschwingungen des Laststromes \mathbf{i}_L und der Lastspannung \mathbf{u}_L auf das Netz übertragen. Somit sind Netzspannung \mathbf{u}_N und Netzstrom \mathbf{i}_N symmetrisch und sinusförmig.

$$\bar{p}_N = \bar{p}_L = \bar{p}_d = P \quad (4.6)$$

Wird die netzseitige momentane Leistung (4.7) berechnet, so ergibt sich ein zeitlich konstanter Wert. Eine Leistungspulsation tritt nicht auf, da sich die mit 100 Hz pulsierenden Anteile der drei Strangleistungen in Summe zu null ergeben [39, 40].

$$p_N = \mathbf{u}_N^T \mathbf{i}_N = \bar{p}_N = P \quad (4.7)$$

Die Eigenschaft, dass eine momentane Leistung zeitlich konstant ist, wird folgend als Leistungskonstanz bezeichnet. Leistungskonstanz kann auch mit Gleichgrößen erreicht werden. Wenn, wie in Abbildung 4.3, nur der Widerstand R_d angeschlossen ist, stellt sich die Leistungskonstanz nur dann ein, wenn die Gleichspannung u_d und der Gleichstrom i_d konstant sind.

$$u_d = U_d = \text{konst.} \quad (4.8)$$

$$i_d = I_d = \text{konst.} \quad (4.9)$$

$$p_d = u_d i_d = \bar{p}_d = P \quad (4.10)$$

Wenn die Verluste sowie alle parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Gleichrichters vernachlässigt werden, müssen zu jedem Zeitpunkt die wechselstromseitige Leistung p_L und die gleichstromseitige Leistung p_d übereinstimmen [41]. Wenn (4.10) erfüllt ist, gilt daher die Leistungskonstanz auch für die Leistung p_L .

$$p_L = \mathbf{u}_L^T \mathbf{i}_L = \bar{p}_L = P \quad (4.11)$$

4.2.2 Laststrom

Die Leistungskonstanz (4.11) kann mit verschiedenen Lastspannungs- und Laststromformen erreicht werden. Zunächst wird nur der Laststrom i_L betrachtet. In diesem Abschnitt wird vorausgesetzt, dass durch die Regelung der Filteranlage die Form des Laststromes frei einstellbar ist.

Der Laststrom kann sich nur aus Mit- und Gegensystem zusammensetzen. Die Bedingung (4.12) zeigt, dass ein Nullsystem des Laststromes aufgrund des Gleichrichters nicht möglich ist. Mit der zweiten Bedingung (4.13) wird gefordert, dass durch die Gleichrichtung der Strangströme ein idealer Gleichstrom entsteht.

$$i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = 0 \quad (4.12)$$

$$|i_{L1}| + |i_{L2}| + |i_{L3}| = 2 I_d = \text{konst.} \quad (4.13)$$

Diese beiden Bedingungen erfüllen viele Stromformen. Um eine sinnvolle Einschränkung möglicher Stromformen vorzunehmen, werden nur Lastströme analysiert, die eine bestimmte Grundform haben. In Abbildung 4.4 ist eine Variante, die der Grundform entspricht, zu sehen.

Zur Beschreibung der zeitlichen Verläufe wird die Netzperiode in 12 Intervalle eingeteilt. Die Intervalle erhalten, wie in Abbildung 4.4 dargestellt, eine Intervallnummer n . Sechs dieser Intervalle (n gerade) werden als Kommutierungsintervalle bezeichnet, da in diesen Abschnitten jeweils ein Kommutierungsvorgang zweier Ströme stattfindet. Die Kommutierungsintervalle sind in Abbildung 4.4 grau hinterlegt. Die Intervalle (n ungerade), in denen keine Kommutierung stattfindet, werden als Zwischenintervalle bezeichnet.

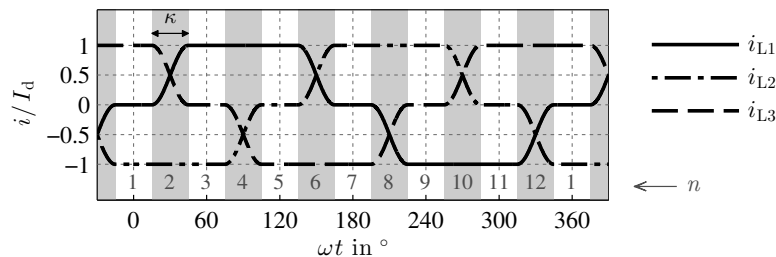


Abb. 4.4: Dreiphasiger Laststrom i_L mit Kommutierungswinkel $\kappa = 30^\circ$ (Kommutierungsintervalle sind grau hinterlegt)

Für die in der Arbeit festgelegte Grundform sind jeweils alle Kommutierungsintervalle und jeweils alle Zwischenintervalle gleich groß und die Stromübergänge verlaufen nach einer definierten Funktion. Die Dauer der Kommutierungsintervalle T_K und die Dauer der Zwischenintervalle T_Z können gemäß (4.15) und (4.16) mit dem Kommutierungswinkel κ und der Netzkreisfrequenz ω berechnet werden. Wird der Kommutierungswinkel variiert, ändert sich die Dauer der Kommutierungsintervalle und gleichzeitig auch die Dauer der Zwischenintervalle. Da die Intervallzeiten T_K und T_Z nur für Kommutierungswinkel im Bereich (4.14) größer gleich null sind, kann der Kommutierungswinkel auch nur innerhalb dieser Grenzen variiert werden.

$$0 < \kappa < \frac{\pi}{3} \quad \text{bzw.} \quad 0^\circ < \kappa < 60^\circ \quad (4.14)$$

$$T_K = \frac{\kappa}{\omega} \quad (4.15)$$

$$T_Z = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{3} - \kappa \right) \quad (4.16)$$

In der Tabelle 4.2 werden die Lastströme intervallweise definiert. Damit die Bedingung (4.13) erfüllt wird, können in den Zwischenintervallen (n ungerade) die Lastströme nur konstante Werte annehmen. Hingegen entstehen aus dieser Bedingung keine eindeutigen Vorgaben für die beiden kommutierenden Ströme während eines Kommutierungsvorgangs (n gerade).

n	T_n	ωT_n	i_{L1}/I_d	i_{L2}/I_d	i_{L3}/I_d
1	T_Z	$60^\circ - \kappa$	0	-1	1
2	T_K	κ	$1/2 - m_2/2$	-1	$1/2 + m_2/2$
3	T_Z	$60^\circ - \kappa$	1	-1	0
4	T_K	κ	1	$-1/2 - m_4/2$	$-1/2 + m_4/2$
5	T_Z	$60^\circ - \kappa$	1	0	-1
6	T_K	κ	$1/2 + m_6/2$	$1/2 - m_6/2$	-1
7	T_Z	$60^\circ - \kappa$	0	1	-1
8	T_K	κ	$-1/2 + m_8/2$	1	$-1/2 - m_8/2$
9	T_Z	$60^\circ - \kappa$	-1	1	0
10	T_K	κ	-1	$1/2 + m_{10}/2$	$1/2 - m_{10}/2$
11	T_Z	$60^\circ - \kappa$	-1	0	1
12	T_K	κ	$-1/2 - m_{12}/2$	$-1/2 + m_{12}/2$	1

Einteilung der Intervalle wie in Abbildung 4.4

Tab. 4.2: Abschnittsweise Beschreibung des Laststromes

Zur Beschreibung der Stromgrundform innerhalb der Kommutierungsintervalle wird die Intervallfunktion (4.17) definiert. Sie legt fest, welchem zeitlichen Verlauf die kommutierenden Ströme folgen sollen. Mit der Intervallfunktion werden später auch die Spannungsübergänge in den Zwischenintervallen beschrieben. Der Index n steht für das n -te Intervall. Die Intervalldauer wird mit T_n und der Zeitpunkt des Intervallbeginns mit τ_n bezeichnet.

$$m_n = \cos\left(\frac{\pi}{T_n}(t - \tau_n)\right) \quad t \in [\tau_n, \tau_n + T_n] \quad (4.17)$$

$$T_n = \tau_{n+1} - \tau_n \quad (4.18)$$

Wird in (4.17) für T_n der Wert T_K eingesetzt, erhält man den Stromübergang zweier kommutierender Ströme. Die Gleichungen (4.19a) und (4.19c) beschreiben die kommutierenden Lastströme i_{L1} und i_{L3} im Intervall 2. Der Strom i_{L2} ergibt sich aus der Bedingung (4.12).

$$i_{L1} = \frac{I_d}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{\kappa} \omega(t - \tau_2)\right)\right) \quad t \in [\tau_2, \tau_3] \quad (4.19a)$$

$$i_{L2} = -I_d \quad t \in [\tau_2, \tau_3] \quad (4.19b)$$

$$i_{L3} = \frac{I_d}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{\kappa} \omega(t - \tau_2)\right)\right) \quad t \in [\tau_2, \tau_3] \quad (4.19c)$$

Durch die Vorgabe des Kommutierungswinkels κ ist die Stromform eindeutig definiert. Für alle Untersuchungen und Berechnungen wird die Form des Laststromes nur durch Angabe des Kommutierungswinkels festgelegt. Die Abbildung 4.5 zeigt Kommutierungsvorgänge bei verschiedenen Kommutierungswinkeln.

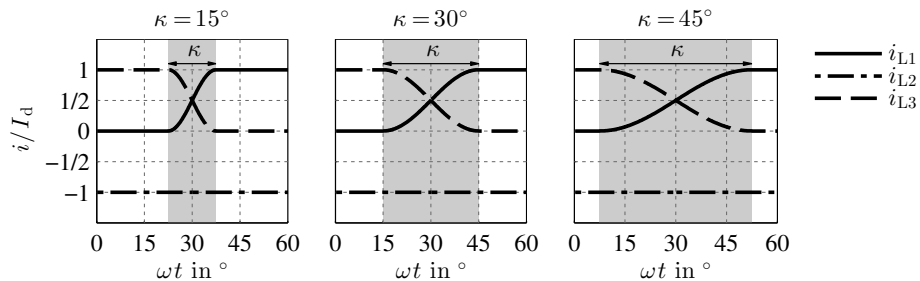


Abb. 4.5: Zeitlicher Verlauf des Laststromes i_L während eines Kommutierungsvorgangs im zweiten Intervall für verschiedene Kommutierungswinkel κ

4.2.3 Lastspannung

Damit die Leistungskonstanz (4.10) auf der Gleichstromseite des Gleichrichters gewährleistet ist, wird nach (4.8) eine konstante Gleichspannung U_d vorausgesetzt. Diese konstante Gleichspannung muss sich durch das Gleichrichten der Lastspannung u_L ergeben. Für die folgenden Betrachtungen wird angenommen, dass mittels Regelung der Filteranlage (Abb. 4.3) der zeitliche Verlauf der Lastspannung u_L vorgegeben werden kann.

Laststrangspannung eines Gleichrichterbrückenzeiges

Die Laststrangspannung u_L wird anhand der Potentiale eines Brückenzeiges des Sechspulsgleichrichters (Abb. 4.6) hergeleitet. Die Durchlassspannungen der Dioden werden vernachlässigt. Das Potential ϕ_{pos} liegt am kathodenseitigen Leiter L+ und das Potential ϕ_{neg} am anodenseitigen Leiter L– an. Diese beiden Potentiale werden in (4.20) und (4.21) mit dem Potential ϕ_M definiert. Das Potential ϕ_M gehört zum Gleichspannungsmittelbezug M und liegt genau zwischen den beiden Potentialen ϕ_{pos} und ϕ_{neg} .

$$\phi_{\text{pos}} = \phi_M + \frac{U_d}{2} \quad (4.20)$$

$$\phi_{\text{neg}} = \phi_M - \frac{U_d}{2} \quad (4.21)$$

Das Potential ϕ_L kann gemäß (4.22) drei verschiedene Werte annehmen, da es drei unterschiedliche Zustände eines Brückenzeiges gibt.

$$\phi_L = \begin{cases} \phi_{Z1}, & i_L > 0 \\ \phi_{Z2}, & i_L < 0 \\ \phi_{Z3}, & i_L = 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

Im Zustand Z1 ist der Augenblickswert des Laststromes positiv. Der Laststrom fließt über die obere Diode und die untere Diode sperrt (Abb. 4.6). Für das Potential ϕ_{Z1} gilt daher (4.23). Im Zustand Z2 ist der Laststrom negativ. In diesem Zustand sperrt die obere Diode und der Laststrom fließt über die untere Diode, weshalb für das Potential ϕ_{Z2} (4.24) gilt.

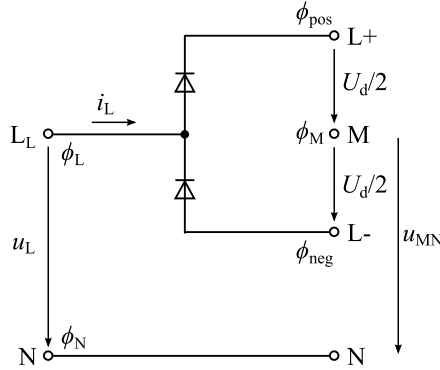


Abb. 4.6: Gleichrichterbrückenweig

$$\phi_{Z1} = \phi_{\text{pos}} \quad (4.23)$$

$$\phi_{Z2} = \phi_{\text{neg}} \quad (4.24)$$

Wenn kein Laststrom fließt, befindet sich der Brückenweig im Zustand Z3. Da beide Dioden sperren, ist das Potential ϕ_{Z3} nicht eindeutig definiert und liegt zwischen den beiden Potentialen ϕ_{pos} und ϕ_{neg} . Das Potential ϕ_{Z3} kann für die Dauer des Zustandes konstant oder zeitveränderlich sein und wird zunächst in (4.25) allgemein mit der Funktion y beschrieben.

$$\phi_{Z3} = \phi_M + y \frac{U_d}{2} \quad (4.25)$$

$$y = f(t), \quad W = [-1, 1] \quad (4.26)$$

Da das Potential ϕ_L vom Zustand des Brückenweiges abhängig ist, ist auch die Spannung (4.27) zustandsabhängig.

$$u_L = \begin{cases} u_{Z1}, & i_L > 0 \\ u_{Z2}, & i_L < 0 \\ u_{Z3}, & i_L = 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

Zur Ermittlung der Spannungswerte wird das Potential des Neutralleiters ϕ_N als Bezugspotential genutzt. Aus der Differenz der Potentiale ϕ_M und ϕ_N berechnet sich die Gleichtaktspannung (4.28). Für die Laststrangspannung gilt (4.29). Durch die Umfor-

mung von (4.28) und Einsetzen in (4.29) ergibt sich (4.30).

$$u_{MN} = \phi_M - \phi_N \quad (4.28)$$

$$u_L = \phi_L - \phi_N \quad (4.29)$$

$$u_L = \phi_L - \phi_M + u_{MN} \quad (4.30)$$

Mit (4.30) und dem zustandsabhängigen Potential (4.22) können die drei Spannungen u_{Z1} bis u_{Z3} berechnet werden.

$$u_{Z1} = u_{MN} + \frac{U_d}{2} \quad (4.31a)$$

$$u_{Z2} = u_{MN} - \frac{U_d}{2} \quad (4.31b)$$

$$u_{Z3} = u_{MN} + y \frac{U_d}{2} \quad (4.31c)$$

Grundform der Lastspannung

In Analogie zum Laststrom i_L hat die Grundform der Lastspannung auch keine Nullkomponente. Prinzipiell kann es aber eine Nullkomponente, die als Nullspannung u_0 bezeichnet wird, geben. Mit (4.32) kann die Nullspannung berechnet werden. Wird die Nullspannung von jeder Strangspannung subtrahiert, erhält man die Grundform der Lastspannung (4.33).

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_{L1} + u_{L2} + u_{L3}) \quad (4.32)$$

$$\mathbf{u}'_L = \begin{pmatrix} u'_{L1} \\ u'_{L2} \\ u'_{L3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{L1} - u_0 \\ u_{L2} - u_0 \\ u_{L3} - u_0 \end{pmatrix} \quad (4.33)$$

Im Folgenden wird die Grundform hergeleitet. Dazu werden in der Tabelle 4.3 den Spannungen u_{L1} , u_{L2} und u_{L3} für jedes Intervall die Werte u_{Z1} , u_{Z2} und u_{Z3} zugeordnet. Setzt man die Werte in (4.32) und (4.33) ein, folgen daraus die nullspannungsfreien Spannungen u'_{L1} , u'_{L2} und u'_{L3} .

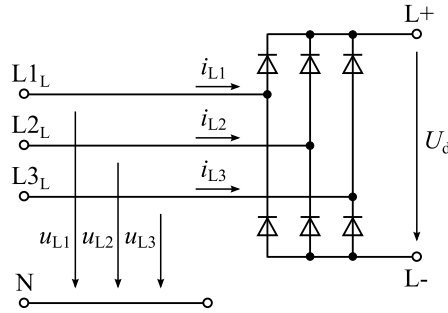


Abb. 4.7: Gleichrichterbrücke

n	i_{L1}	i_{L2}	i_{L3}	u_{L1}	u_{L2}	u_{L3}	u'_{L1}/U_d	u'_{L2}/U_d	u'_{L3}/U_d
1	0	< 0	> 0	u_{Z3}	u_{Z2}	u_{Z1}	$y_1/3$	$-1/2 - y_1/6$	$1/2 - y_1/6$
2	> 0	< 0	> 0	u_{Z1}	u_{Z2}	u_{Z1}	$1/3$	$-2/3$	$1/3$
3	> 0	< 0	0	u_{Z1}	u_{Z2}	u_{Z3}	$1/2 - y_3/6$	$-1/2 - y_3/6$	$y_3/3$
4	> 0	< 0	< 0	u_{Z1}	u_{Z2}	u_{Z2}	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$
5	> 0	0	< 0	u_{Z1}	u_{Z3}	u_{Z2}	$1/2 - y_5/6$	$y_5/3$	$-1/2 - y_5/6$
6	> 0	> 0	< 0	u_{Z1}	u_{Z1}	u_{Z2}	$1/3$	$1/3$	$-2/3$
7	0	> 0	< 0	u_{Z3}	u_{Z1}	u_{Z2}	$y_7/3$	$1/2 - y_7/6$	$-1/2 - y_7/6$
8	< 0	> 0	< 0	u_{Z2}	u_{Z1}	u_{Z2}	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$
9	< 0	> 0	0	u_{Z2}	u_{Z1}	u_{Z3}	$-1/2 - y_9/6$	$1/2 - y_9/6$	$y_9/3$
10	< 0	> 0	> 0	u_{Z2}	u_{Z1}	u_{Z1}	$-2/3$	$1/3$	$1/3$
11	< 0	0	> 0	u_{Z2}	u_{Z3}	u_{Z1}	$-1/2 - y_{11}/6$	$y_{11}/3$	$1/2 - y_{11}/6$
12	< 0	< 0	> 0	u_{Z2}	u_{Z2}	u_{Z1}	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$

Einteilung der Intervalle wie in den Abbildungen 4.4 und 4.8

Tab. 4.3: Lastspannung für verschiedene Zustände

Damit in der Grundform keine Unstetigkeiten vorkommen, wird die Funktion y_n in (4.34) mit der Intervallfunktion (4.17) festgelegt. In Tabelle 4.4 wird die Grundform der Lastspannung intervallweise definiert.

$$y_n = -m_n \quad n = 1, 5, 9 \quad (4.34a)$$

$$y_n = m_n \quad n = 3, 7, 11 \quad (4.34b)$$

Die Abbildung 4.8 zeigt die Grundform u'_L der Lastspannung für einen Kommutierungswinkel κ von 30° . Innerhalb der Kommutierungsintervalle sind die Lastspannungen konstant. In den Zwischenintervallen gibt es kosinusförmige Anteile im Spannungsverlauf. Die Veränderung des Kommutierungswinkels κ wirkt sich auf die Grundform der Lastspannung aus (Abb. 4.9). Wie beim Laststrom wird die Lastspannung durch die Angabe des Kommutierungswinkels eindeutig beschrieben.

n	T_n	ωT_n	u'_{L1}/U_d	u'_{L2}/U_d	u'_{L3}/U_d
1	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$-m_1/3$	$-1/2 + m_1/6$	$1/2 + m_1/6$
2	T_K	κ	$1/3$	$-2/3$	$1/3$
3	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$1/2 - m_3/6$	$-1/2 - m_3/6$	$m_3/3$
4	T_K	κ	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$
5	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$1/2 + m_5/6$	$-m_5/3$	$-1/2 + m_5/6$
6	T_K	κ	$1/3$	$1/3$	$-2/3$
7	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$m_7/3$	$1/2 - m_7/6$	$-1/2 - m_7/6$
8	T_K	κ	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$
9	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$-1/2 + m_9/6$	$1/2 + m_9/6$	$-m_9/3$
10	T_K	κ	$-2/3$	$1/3$	$1/3$
11	T_Z	$60^\circ - \kappa$	$-1/2 - m_{11}/6$	$m_{11}/3$	$1/2 - m_{11}/6$
12	T_K	κ	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$

Einteilung der Intervalle wie in Abbildung 4.8

Tab. 4.4: Grundform der Lastspannung

Lastspannung mit Nullkomponente

Um die Auslegung des seriellen Filters zu beeinflussen (Abschnitt 7.2), wird die Form der Lastspannung \mathbf{u}_L nicht nur durch den Kommutierungswinkel κ , sondern zusätzlich noch durch die Nullspannung \mathbf{u}_0 variiert. Gemäß (4.35) setzt sich die Lastspannung aus der Grundform (4.36) und der Nullspannung (4.37) zusammen.

$$\mathbf{u}_L = \mathbf{u}'_L + \mathbf{u}_0 \quad (4.35)$$

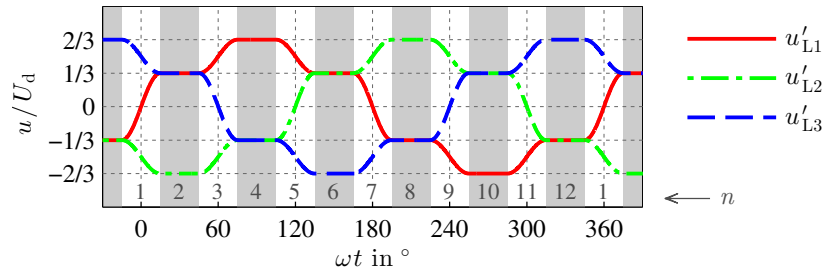
$$\mathbf{u}'_L = \begin{pmatrix} u'_{L1} \\ u'_{L2} \\ u'_{L3} \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{u}_0 = u_0 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

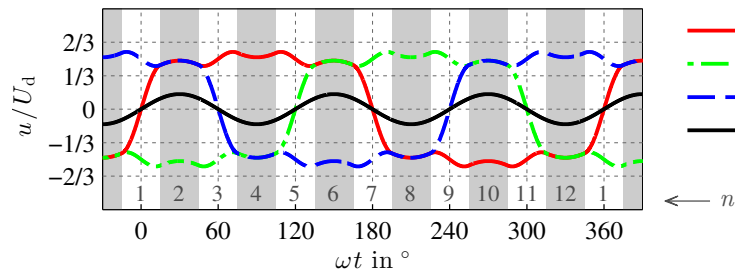
Die Nullspannung hat keinen Einfluss auf den Laststrom und die Gleichspannung des Gleichrichters, so dass weiterhin durch das Gleichrichten der Lastspannung eine konstante Gleichspannung entsteht.

Der zeitliche Verlauf der Nullspannung kann prinzipiell frei gewählt werden. Sinnvoll sind allerdings Kombinationen von Harmonischen, deren Frequenzen ein Vielfaches

der dreifachen Netzfrequenz sind, da sich diese auf alle drei Laststrangspannungen u_{L1} , u_{L2} und u_{L3} gleich auswirken. Die Abbildung 4.8 zeigt exemplarisch eine Lastspannung mit einer sinusförmigen Nullspannung mit dreifacher Netzfrequenz.



(a) Grundform u'_L der Lastspannung (Lastspannung ohne Nullspannung)



(b) Lastspannung u_L mit Nullspannung

Abb. 4.8: Grundform u'_L der Lastspannung, Lastspannung u_L und Nullspannung u_0 für Kommutierungswinkel $\kappa = 30^\circ$ (Die Kommutierungsintervalle sind grau hinterlegt.)

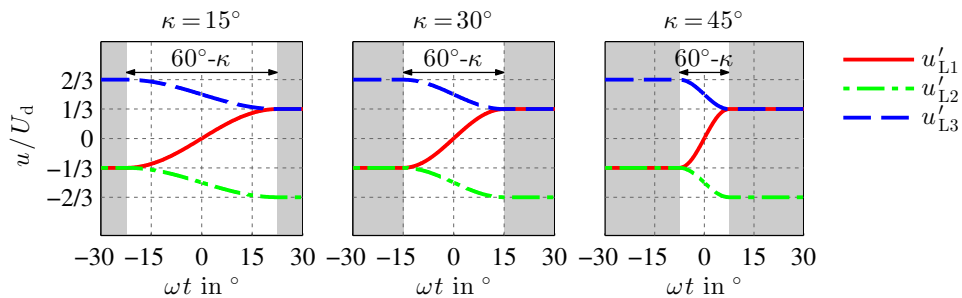


Abb. 4.9: Zeitlicher Verlauf der Grundform u'_L der Lastspannung im ersten Intervall für verschiedene Kommutierungswinkel κ (Die Kommutierungsintervalle sind grau hinterlegt.)

4.2.4 Vergleich der Lastgrößen

Die Abbildung 4.10 zeigt die Lastgrößen für verschiedene Kommutierungswinkel κ . Unter der Annahme, der Kommutierungswinkel ist null, findet die Kommutierung unendlich schnell statt und die konstanten Anteile im Zeitverlauf der Lastspannung (Grundform) verschwinden. Wenn der Kommutierungswinkel 60° beträgt, besteht die Lastspannung nur noch aus konstanten Anteilen, da der Gleichrichter ständig kommutiert. Der Spannungsverlauf für diesen Kommutierungswinkel entspricht der Ausgangsspannung eines Wechselrichters bei Blocktaktung [38].

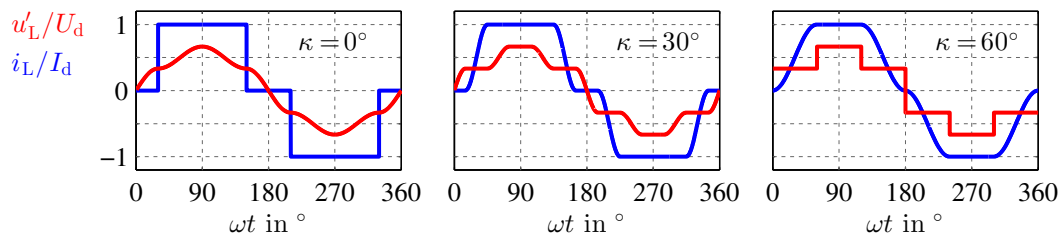


Abb. 4.10: Grundform u'_L der Lastspannung und Laststrom i_L für verschiedene Kommutierungswinkel κ

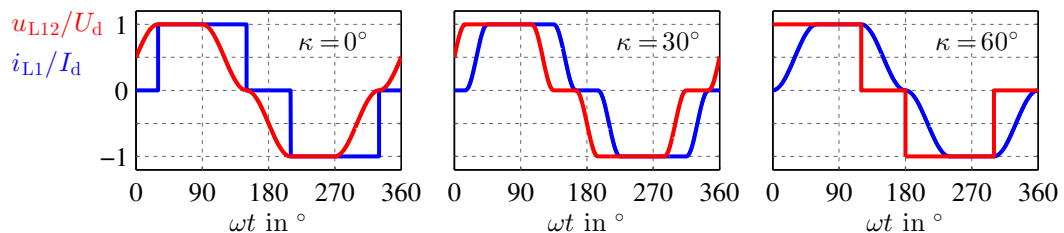


Abb. 4.11: Verkettete Lastspannung u_{L12} und Laststrom i_{L1} für verschiedene Kommutierungswinkel κ

In Abbildung 4.11 wird die Dualität zwischen Laststrom und verketteter Spannung deutlich. Der Laststrom und die verkettete Spannung haben prinzipiell den gleichen Verlauf. Die Verläufe unterscheiden sich nur in der Abhängigkeit vom Kommutierungswinkel. Zusätzlich gibt es noch eine zeitliche Verschiebung. Je größer der Kommutierungswinkel ist, desto trapezförmiger ist der Stromverlauf. Die verkettete Spannung ist umso trapezförmiger, je kleiner der Kommutierungswinkel ist. Wenn der Kommutierungswinkel 30° beträgt, sind die Verläufe bis auf die zeitliche Verschiebung gleich.

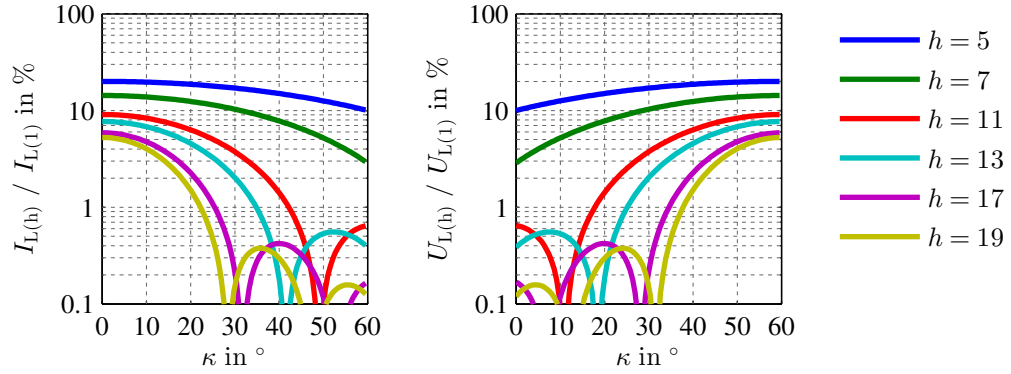


Abb. 4.12: Harmonische des Laststromes (links) und der Lastspannung (rechts) in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ

Die Ähnlichkeit der Lastgrößen wird deutlich durch den Vergleich ihrer Harmonischen (Abb.4.12). Für die Effektivwerte der Grundschwingungen gilt (4.38) bzw. (4.39) und für die Effektivwerte der Oberschwingungen mit den Ordnungszahlen (4.40) gilt (4.41) bzw. (4.42).

$$I_{L(1)} = I_d \sqrt{6} \frac{\pi}{\pi^2 - \kappa^2} \cos\left(\frac{1}{2} \kappa\right) \quad (4.38)$$

$$U_{L(1)} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \sqrt{6} \frac{\pi}{\pi^2 - \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)^2} \cos\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)\right) \quad (4.39)$$

$$h = 6\nu \pm 1 \quad (\nu = 1, 2, 3, \dots) \quad (4.40)$$

$$I_{L(h)} = I_d \frac{\sqrt{6}}{h} \left| \frac{\pi}{\pi^2 - (h\kappa)^2} \cos\left(\frac{h}{2} \kappa\right) \right| \quad (4.41)$$

$$U_{L(h)} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{6}}{h} \left| \frac{\pi}{\pi^2 - h^2 \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)^2} \cos\left(\frac{h}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)\right) \right| \quad (4.42)$$

Das Verhältnis aus dem Grundschwingungseffektivwert einer Lastgröße und der jeweiligen Gleichgröße wird als Grundschwingungswert bezeichnet. Die Grundschwingungs-

werte c_i und c_u werden bei der Berechnung der Leistungen verwendet.

$$c_i = \frac{I_{L(1)}}{I_d} = \sqrt{6} \frac{\pi}{\pi^2 - \kappa^2} \cos\left(\frac{1}{2} \kappa\right) \quad (4.43)$$

$$c_u = \frac{U_{L(1)}}{U_d} = \sqrt{2} \frac{\pi}{\pi^2 - \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)^2} \cos\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \kappa\right)\right) \quad (4.44)$$

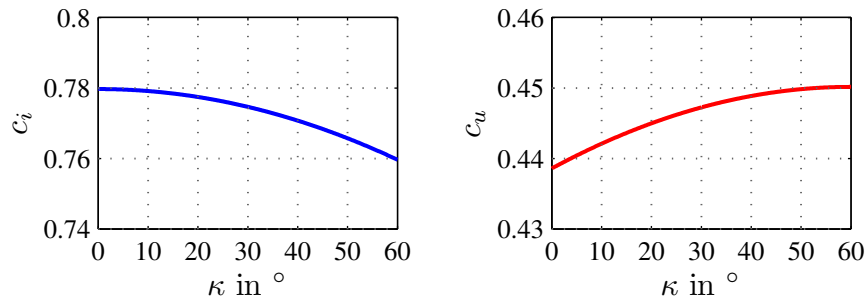


Abb. 4.13: Grundschiebungswerte c_i und c_u in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ

5 Leistungs- und Spannungsanalyse

In diesem Kapitel wird eine Leistungsanalyse der Schaltung durchgeführt. Die Leistungsanalyse ist die Grundlage für die Herleitung einer Spannungsgleichung. Anhand der Spannungsgleichung werden in Abschnitt 5.2 verschiedene Stellvarianten untersucht, mit denen die Gleichspannung des Gleichrichters verändert werden kann.

5.1 Leistungsanalyse

Die Leistungsanalyse gilt für den stationären Zustand. Alle für die Analyse benötigten Spannungen und Ströme sind in Abbildung 5.1 eingezeichnet. In den Gleichungen (5.1) bis (5.9) werden diese Spannungen und Ströme gemäß (3.3) und (3.4) in Grund- und Oberschwingungsanteile zerlegt. Exemplarische Zeitverläufe der Größen sind in Abbildung 5.2 zu sehen. Die Effektivwertzeiger der Grundschwingungen zeigt Abbildung 5.3. Der Zeiger der Netzspannung ist der Bezugszeiger und liegt daher auf der Realachse.

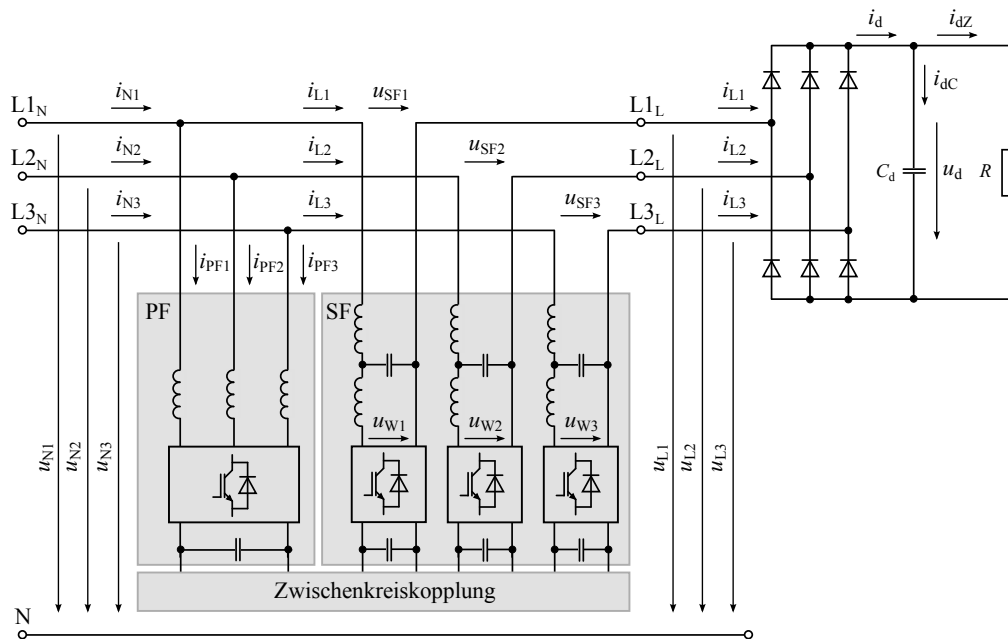


Abb. 5.1: Blockschaltbild der Filteranlage (PF: Paralleles Filter, SF: Serielles Filter)

Es wird eine idealisierte Betriebsweise der Filteranlage angenommen. Das parallele Filter (PF) führt eine vollständige Oberschwingungskompensation durch, so dass der

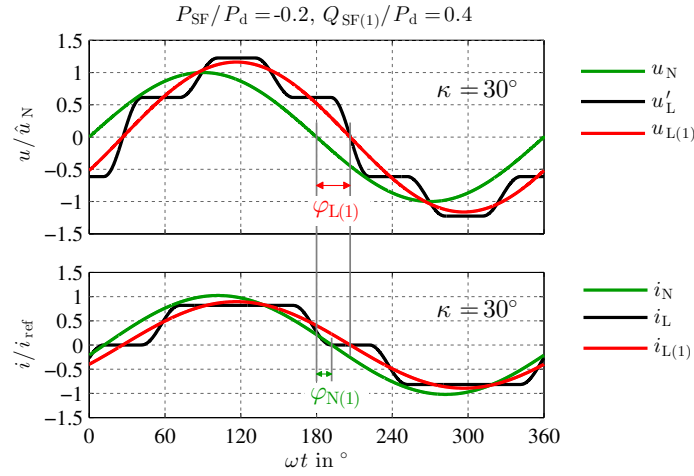


Abb. 5.2: Zeitverlauf der Netz- und Lastgrößen

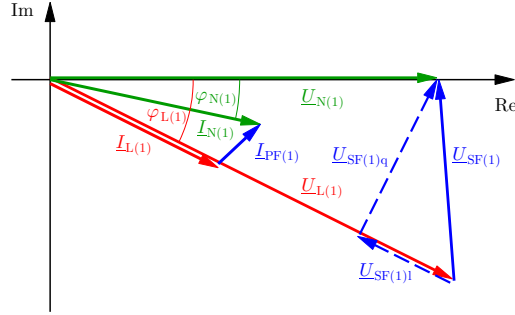


Abb. 5.3: Effektivwertzeiger der Grundschnungen

Netzstrom i_N sinusförmig ist. Die Netzspannung u_N wird durch den sinusförmigen Strom nicht verzerrt. Die Netzspannung (5.1) und der Netzstrom (5.2) bestehen daher nur aus den Grundschnungen $u_{N(1)}$ und $i_{N(1)}$.

$$u_N = u_{N(1)} \quad (5.1)$$

$$i_N = i_{N(1)} \quad (5.2)$$

Aufgrund der Regelung des seriellen Filters (SF) wird angenommen, dass die Lastgrößen so eingestellt werden können, wie sie in den Abschnitten 4.2.2 und 4.2.3 definiert wurden. Die Lastgrößen i_L und u_L sowie die Kompensationsgrößen i_{PF} und u_{SF} sind nicht sinusförmig und werden in Grundschnungsanteile ($i_{L(1)}$, $u_{L(1)}$, $i_{PF(1)}$, $u_{SF(1)}$) und Oberschnungsanteile ($i_{L(OS)}$, $u_{L(OS)}$, $i_{PF(OS)}$, $u_{SF(OS)}$) aufgeteilt.

$$\mathbf{i}_L = \mathbf{i}_{L(1)} + \mathbf{i}_{L(OS)} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{u}_L = \mathbf{u}_{L(1)} + \mathbf{u}_{L(OS)} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{u}_{SF} = \mathbf{u}_{SF(1)} + \mathbf{u}_{SF(OS)} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{i}_{PF} = \mathbf{i}_{PF(1)} + \mathbf{i}_{PF(OS)} \quad (5.6)$$

Das serielle Filter speist die Kompensationsspannung \mathbf{u}_{SF} ein. Diese Spannung kann mit der Differenz (5.7) aus Netzspannung und Lastspannung berechnet werden.

$$\mathbf{u}_{SF} = \mathbf{u}_N - \mathbf{u}_L = \mathbf{u}_{N(1)} - \mathbf{u}_{L(1)} - \mathbf{u}_{L(OS)} \quad (5.7)$$

Der Grundswingungsanteil (5.8) ergibt sich aus den Grundswingungen von Netz- und Lastspannung. Da es keine Oberschwingung in der Netzspannung gibt, entspricht die Oberschwingungskomponente (5.9) der Kompensationsspannung der negativen Oberschwingungskomponente der Lastspannung.

$$\mathbf{u}_{SF(1)} = \mathbf{u}_{N(1)} - \mathbf{u}_{L(1)} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{u}_{SF(OS)} = -\mathbf{u}_{L(OS)} \quad (5.9)$$

Die Gleichungen (5.8) und (5.9) verdeutlichen, dass der zeitliche Verlauf der Kompensationsspannung von der Form und der Größe der Lastspannung abhängig ist. Außerdem kann die Lastspannung gegenüber der Netzspannung zeitlich verschoben sein, wie in der Abbildung 5.2 zu sehen ist.

5.1.1 Wirkleistung

Die verschiedenen Wirkleistungen, die in diesem Abschnitt berechnet werden, sind in Abbildung 5.4 eingezeichnet. Die gleichstromseitige Wirkleistung ergibt sich aus dem konstanten Gleichstrom und der konstanten Gleichspannung.

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d i_d dt = U_d I_d \quad (5.10)$$

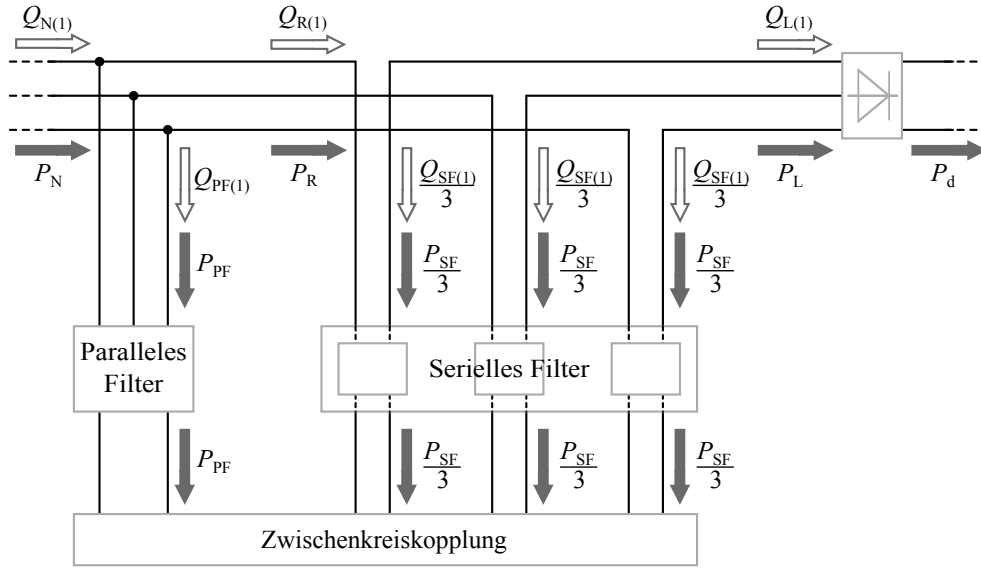


Abb. 5.4: Leistungsfluss bei verlustfreier Schaltung

Bei der Berechnung der verschiedenen wechselstromseitigen Wirkleistungen wird berücksichtigt, ob diese mit nur einer Spannungs- und einer Stromharmonischen oder mit mehreren Spannungs- und Stromharmonischen zu berechnen sind. Dabei wird die Wirkleistung gemäß (3.16) in die Grund- und Oberschwingungswirkleistung aufgeteilt. Für die Grundschiwingungswirkleistung gilt die Definitionen (3.30).

Die Netzspannung und der Netzstrom sind nach (5.1) und (5.2) als sinusförmig definiert. Daher besteht die Wirkleistung (5.11) des Netzes nur aus der Grundschiwingungswirkleistung $P_{N(1)}$. Die Wirkleistung $P_{N(1)}$ kann mit den Effektivwerten der Stranggrößen und der Phasenverschiebung $\varphi_{N(1)}$, die zwischen Netzstrom und Netzspannung bestehen kann, berechnet werden.

$$P_N = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_N^T \mathbf{i}_N dt = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{N(1)}^T \mathbf{i}_{N(1)} dt = P_{N(1)} \quad (5.11)$$

$$\varphi_{N(1)} = \arg(\underline{U}_{N(1)} \underline{I}_{N(1)}^*) \quad (5.12)$$

$$P_{N(1)} = 3 U_{N(1)} I_{N(1)} \cos \varphi_{N(1)} \quad (5.13)$$

Da die Lastspannung und auch der Laststrom nicht sinusförmig sind, kann die lastseitige Wirkleistung P_L nicht nur mit den Grundschiwingungen berechnet werden. Gemäß (3.16) wird das Integral (5.14) in zwei Teilintegrale zerlegt, mit denen die Grund-

und die Oberschwingungswirkleistung berechnet werden.

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_L^T \mathbf{i}_L dt = P_{L(1)} + P_{L(OS)} \quad (5.14)$$

$$P_{L(1)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{L(1)}^T \mathbf{i}_{L(1)} dt \quad (5.15)$$

$$P_{L(OS)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{L(OS)}^T \mathbf{i}_{L(OS)} dt \quad (5.16)$$

Die Grundschiwingung der Lastspannung und des Laststromes können gegenüber der Netzspannung um den Winkel $\varphi_{L(1)}$ phasenverschoben sein. Der Winkel $\varphi_{L(1)}$ wird folgend Lastwinkel genannt. Der Winkel $\varphi_{LL(1)}$, der zwischen den Grundschiwingungen von Lastspannung und Laststrom liegt, ist annähernd null. Für die folgenden Berechnungen ist es vorteilhaft, die Annahme (5.18) zu treffen (Abb. 5.3).

$$\varphi_{L(1)} = \arg(\underline{U}_{N(1)} \underline{U}_{L(1)}^*) = \arg(\underline{U}_{N(1)} \underline{I}_{L(1)}^*) \quad (5.17)$$

$$\varphi_{LL(1)} = \arg(\underline{U}_{L(1)} \underline{I}_{L(1)}^*) = 0 \quad (5.18)$$

Da der Winkel $\varphi_{LL(1)}$ null ist, kann die Grundschiwingungswirkleistung $P_{L(1)}$ gemäß (5.19) mit den Grundschiwingungseffektivwerten berechnet werden. Substituiert man wie in (5.20) die Effektivwerte durch die Gleichgrößen U_d und I_d mit Hilfe der Grundschiwingungswerte c_i und c_u (vgl. (4.43) und (4.44)) kann der Anteil der Leistung $P_{L(1)}$ an der Gesamtleistung P_d ermittelt werden. Wegen (5.14) kann mit (5.21) die Leistung $P_{L(OS)}$ berechnet werden.

$$P_{L(1)} = 3 I_{L(1)} U_{L(1)} \quad (5.19)$$

$$P_{L(1)} = 3 c_i c_u I_d U_d = 3 c_i c_u P_d \quad (5.20)$$

$$P_{L(OS)} = P_d - P_{L(1)} = (1 - 3 c_i c_u) P_d \quad (5.21)$$

Da die Grundschiwingungswerte c_i und c_u vom Kommutierungswinkel abhängig sind, sind auch die Leistungsanteile $P_{L(1)}$ und $P_{L(OS)}$ vom Kommutierungswinkel abhängig.

Mit dem Wert (5.22) kann gezeigt werden, dass $P_{L(1)}$ im Vergleich zu $P_{L(OS)}$ stets deutlich größer ist, da für den minimalen Wert (5.23a) und für den maximalen Wert (5.23b) gilt.

$$c_p(\kappa) = 3 c_i(\kappa) c_u(\kappa) \quad (5.22)$$

$$c_{p,\min} = c_p(0^\circ) = c_p(60^\circ) = 1,0259 \quad (5.23a)$$

$$c_{p,\max} = c_p(30^\circ) = 1,0394 \quad (5.23b)$$

Das parallele und das serielle Filter können Wirkleistung aus dem Netz aufnehmen bzw. in das Netz einspeisen. Die Wirkleistung (5.24) des parallelen Filters entsteht durch den Grundschwingsungsanteil des Kompensationsstromes. Die Oberschwingungsanteile des Kompensationsstromes erzeugen keine Wirkleistung, da die Netzspannung sinusförmig ist.

$$P_{PF} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_N^T \mathbf{i}_{PF} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{N(1)}^T \mathbf{i}_{PF(1)} dt = P_{PF(1)} \quad (5.24)$$

$$P_{PF(1)} = 3 U_{N(1)} I_{PF(1)} \cos \varphi_{PF(1)} \quad (5.25)$$

$$\varphi_{PF(1)} = \arg(\underline{U}_{N(1)} \underline{I}_{PF(1)}^*) \quad (5.26)$$

Die Wirkleistung (5.27) des seriellen Filters berechnet sich aus der Kompensationsspannung und dem Laststrom. Da die Kompensationsspannung und der Laststrom nicht sinusförmig sind, entsteht P_{SF} aus Grund- und Oberschwingungswirkleistung.

$$P_{SF} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{SF}^T \mathbf{i}_L dt = P_{SF(1)} + P_{SF(OS)} \quad (5.27)$$

$$P_{SF(1)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{SF(1)}^T \mathbf{i}_{L(1)} dt \quad (5.28)$$

$$P_{SF(OS)} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{SF(OS)}^T \mathbf{i}_{L(OS)} dt \quad (5.29)$$

Substituiert man die Oberschwingungskomponente $\mathbf{u}_{\text{SF(OS)}}$ wegen (5.9) durch die Spannung $-\mathbf{u}_{\text{L(OS)}}$, kann gezeigt werden, dass die Wirkleistung $P_{\text{SF(OS)}}$ betragsmäßig so groß ist wie $P_{\text{L(OS)}}$.

$$P_{\text{SF(OS)}} = -\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{\text{L(OS)}}^T \mathbf{i}_{\text{L(OS)}} dt = -P_{\text{L(OS)}} \quad (5.30)$$

Wie groß die Leistung $P_{\text{SF(1)}}$ ist, ist von der Phasenlage der Grundschiwingung der Kompensationsspannung $\mathbf{u}_{\text{SF(1)}}$ abhängig. Die Abbildung 5.3 zeigt die Aufteilung des Effektivwertzeigers $\underline{U}_{\text{SF(1)}}$ in Längs- und Querspannung. Die Längsspannung $\underline{U}_{\text{SF(1)l}}$ liegt in Phase mit dem Laststrom und die Querspannung $\underline{U}_{\text{SF(1)q}}$ ist zum Laststrom um 90° phasenverschoben. Die Grundschiwingungswirkleistung (5.32) wird mit den Grundschiwingungseffektivwerten des Laststromes und der Längsspannung berechnet.

$$U_{\text{SF(1)l}} = U_{\text{N(1)}} \cos \varphi_{\text{L(1)}} - U_{\text{L(1)}} \quad (5.31)$$

$$P_{\text{SF(1)}} = 3 U_{\text{SF(1)l}} I_{\text{L(1)}} \quad (5.32)$$

Die Wirkleistung P_{R} , die in Abbildung 5.4 nach dem Abzweig des parallelen Filters eingezeichnet ist, kann mit der Netzspannung und der Grundschiwingung des Laststromes berechnet werden. Es handelt sich demnach um eine Grundschiwingungswirkleistung, für die (5.34) gilt.

$$P_{\text{R}} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{\text{N}}^T \mathbf{i}_{\text{L}} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{\text{N(1)}}^T \mathbf{i}_{\text{L(1)}} dt = P_{\text{R(1)}} \quad (5.33)$$

$$P_{\text{R(1)}} = 3 U_{\text{N(1)}} I_{\text{L(1)}} \cos \varphi_{\text{L(1)}} \quad (5.34)$$

Da das serielle Filter und der Gleichrichter in Reihe geschaltet sind, kann $P_{\text{R(1)}}$ auch mit der Summe (5.35) ermittelt werden. Werden (5.36) und (5.37) in die Summe eingesetzt, erhält man (5.38), da nach (5.30) die Addition der Leistungen $P_{\text{SF(OS)}}$ und $P_{\text{L(OS)}}$ null ergibt. Die mit dem Grundschiwingungsstrom $\mathbf{i}_{\text{L(1)}}$ einhergehende Wirkleistung $P_{\text{R(1)}}$ kann somit auch aus der Summe der beiden Wirkleistungen P_{SF} und P_{L} berechnet werden, welche nicht nur auf Grundschiwingungen zurückzuführen sind.

$$P_{R(1)} = P_{SF(1)} + P_{L(1)} \quad (5.35)$$

$$P_{SF(1)} = P_{SF} - P_{SF(OS)} \quad (5.36)$$

$$P_{L(1)} = P_L - P_{L(OS)} \quad (5.37)$$

$$P_{R(1)} = P_{SF} + P_L \quad (5.38)$$

5.1.2 Grundschiwungsblindleistung

Da für spätere Betrachtungen nur die Grundschiwungsblindleistung bedeutend ist, wird in diesem Abschnitt nur diese analysiert. Zusätzliche Blindleistungskomponenten, die durch Oberschiwungen entstehen, werden nicht ausgewertet. Die einzelnen Grundschiwungsblindleistungen sind in Abbildung 5.4 eingezeichnet. Die Berechnung erfolgt nach der Definitionen (3.31).

Da der Winkel $\varphi_{LL(1)}$ zwischen der Grundschiwung des Laststromes und der Lastspannung nach (5.18) null ist, gibt es keine lastseitige Grundschiwungsblindleistung $Q_{L(1)}$.

$$Q_{L(1)} = 0 \quad (5.39)$$

Die Grundschiwungsblindleistung (5.40) am seriellen Filter kann nur entstehen, wenn die Querspannung $U_{SF(1)q}$ existiert (Abb. 5.3). Wenn durch die Regelung des seriellen Filters eine Querspannung eingespeist wird, verschiebt sich die Grundschiwung des Laststromes gegenüber der Netzspannung um den Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$. Für die mit dem Laststrom einhergehende Grundschiwungsblindleistung $Q_{R(1)}$ gilt (5.41). Die Leistung $Q_{R(1)}$ kann auch mit der Summe (5.42) ermittelt werden. Da am Gleichrichter nach (5.39) keine Grundschiwungsblindleistung entsteht, folgt, dass $Q_{R(1)}$ und $Q_{SF(1)}$ gleich groß sind.

$$Q_{SF(1)} = 3 U_{SF(1)q} I_{L(1)} \quad (5.40)$$

$$Q_{R(1)} = 3 U_{N(1)} I_{L(1)} \sin \varphi_{L(1)} \quad (5.41)$$

$$Q_{R(1)} = Q_{SF(1)} + Q_{L(1)} = Q_{SF(1)} \quad (5.42)$$

Die Grundschwungsblindleistung (5.43) des parallelen Filters kann mit den Effektivwerten der Netzspannung und des Kompensationsstromes und dem Winkel $\varphi_{\text{PF}(1)}$ berechnet werden. Die Blindleistung (5.44) im Netz ergibt sich aus der Summe der Grundschwungsblindleistungen beider Filter.

$$Q_{\text{PF}(1)} = 3 U_{\text{N}(1)} I_{\text{PF}(1)} \sin \varphi_{\text{PF}(1)} \quad (5.43)$$

$$Q_{\text{N}(1)} = Q_{\text{PF}(1)} + Q_{\text{SF}(1)} \quad (5.44)$$

5.2 Gleichspannung des Gleichrichters

Die Gleichspannung des Sechspulsleichrichters kann mit der Filteranlage eingestellt werden. Das Stellen der Gleichspannung erfolgt über die Regelung des seriellen Filters. Durch die Einspeisung der Kompensationsspannung mit dem seriellen Filter kann die Lastspannung und somit auch die Gleichspannung des Gleichrichters verändert werden. Es wird eine Gleichung hergeleitet, anhand der die verschiedenen Stellvarianten abgeleitet werden.

Die Stellvarianten sind ähnlich den Prinzipien, wie sie bei einem *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) verwendet werden, um Spannungsänderungen zu kompensieren. Die Kompensation kann mit Wirk-, Blind- oder Scheinleistung erfolgen [19, 42].

5.2.1 Herleitung der Gleichspannungsgleichung

Die Gleichspannungsgleichung wird mit den Leistungsgleichungen aus Abschnitt 5.1 hergeleitet. Obwohl weiterhin angenommen wird, dass die Netzspannung nur aus der Grundschwung besteht, wird nachfolgend für $U_{\text{N}(1)}$ nur noch U_{N} geschrieben.

Das serielle Filter und der Gleichrichter sind in Reihe geschaltet (Abb. 5.4). Mit (5.45) kann die Grundschwungsscheinleistung dieser Reihenschaltung ermittelt werden. Die Grundschwungswirkleistung und die Grundschwungsblindleistung können wegen (5.38) und (5.42) substituiert werden, woraus (5.46) folgt.

$$S_{\text{R}(1)} = 3 U_{\text{N}} I_{\text{L}(1)} = \sqrt{P_{\text{R}(1)}^2 + Q_{\text{R}(1)}^2} \quad (5.45)$$

$$S_{\text{R}(1)} = \sqrt{(P_{\text{L}} + P_{\text{SF}})^2 + Q_{\text{SF}(1)}^2} \quad (5.46)$$

Unter der Annahme eines verlustlosen Gleichrichters kann außerdem P_L noch mit P_d substituiert werden. Bezieht man (5.46) auf die Wirkleistung P_d , erhält man (5.47).

$$\frac{3 U_N I_{L(1)}}{P_d} = \sqrt{\left(1 + \frac{P_{SF}}{P_d}\right)^2 + \left(\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}\right)^2} \quad (5.47)$$

Durch Einsetzen von (4.43) in (5.10) folgt (5.48). Durch Umstellen von (5.47) und Einsetzen von (5.48) kann die Gleichung (5.49) für die Gleichspannung des Gleichrichters aufgestellt werden.

$$P_d = U_d \frac{I_{L(1)}}{c_i} \quad (5.48)$$

$$U_d = U_N \frac{3 c_i}{\sqrt{\left(1 + \frac{P_{SF}}{P_d}\right)^2 + \left(\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}\right)^2}} \quad (5.49)$$

Die Gleichspannung U_d ist abhängig von den Leistungen P_{SF} und $Q_{SF(1)}$ des seriellen Filters und auch vom Kommutierungswinkel κ , da nach (4.43) der Grundschiebungswert c_i eine Funktion des Kommutierungswinkels ist.

Setzt man in (5.49) P_{SF} und $Q_{SF(1)}$ zu null, erhält man den Gleichspannungsreferenzwert (5.50).

$$U_{d\kappa} = 3 c_i U_N = U_N \frac{3 \sqrt{6} \pi}{\pi^2 - \kappa^2} \cos\left(\frac{1}{2} \kappa\right) \quad (5.50)$$

Die Abbildung 5.5 zeigt den Einfluss des Kommutierungswinkels auf diesen Wert. Da dieser Einfluss gering ist, ist auch der Stellbereich, der sich aus dem Kommutierungswinkel ergibt, klein. Für eine Strangspannung U_N von 230 V ergeben sich die Grenzwerte (5.51).

$$U_{d\kappa, \max} = 3 c_i(0^\circ) U_N = 3 \cdot 0,78 \cdot 230 \text{ V} \approx 538 \text{ V} \quad (5.51a)$$

$$U_{d\kappa, \min} = 3 c_i(60^\circ) U_N = 3 \cdot 0,76 \cdot 230 \text{ V} \approx 524 \text{ V} \quad (5.51b)$$

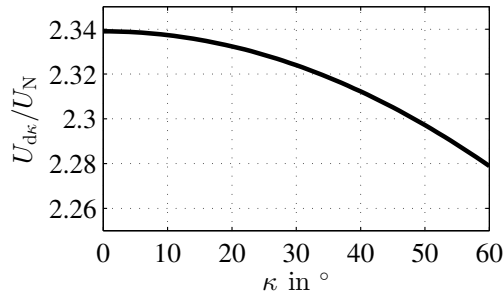


Abb. 5.5: Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$ in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ

Für weitere Betrachtungen wird die Gleichspannung U_d auf den Referenzwert $U_{d\kappa}$ bezogen, da der Wert im Winkelbereich $0^\circ < \kappa < 60^\circ$ nahezu konstant bleibt.

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{P_{SF}}{P_d}\right)^2 + \left(\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}\right)^2}} \quad (5.52)$$

5.2.2 Stellvarianten der Gleichspannung

Welchen Einfluss die Größen P_{SF} und $Q_{SF(1)}$ auf die Gleichspannung (5.52) haben, wird in diesem Abschnitt gezeigt [43]. Die Verluste der Filteranlage werden vernachlässigt. Die Stellvarianten der Gleichspannung werden anhand der folgenden drei Fälle erläutert.

- **Fall A:** $P_{SF} = 0$ und $Q_{SF(1)} \neq 0$
- **Fall B:** $P_{SF} \neq 0$ und $Q_{SF(1)} = 0$
- **Fall C:** $P_{SF} \neq 0$ und $Q_{SF(1)} \neq 0$

Im **Fall A** wird mit Blindleistung die Gleichspannung gestellt. Die in Abbildung 5.4 dargestellte Zwischenkreiskopplung wird nicht benötigt. Die Gleichung (5.52) vereinfacht sich wegen (5.53) zu (5.54).

$$P_{SF} = 0 \quad (5.53)$$

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}\right)^2}} \quad (5.54)$$

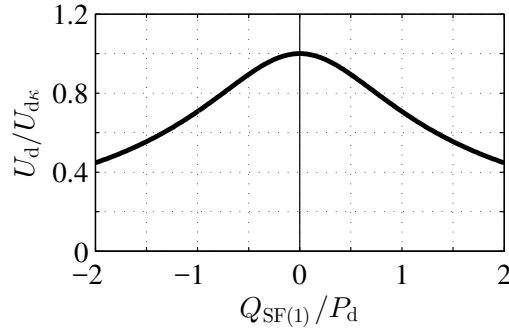


Abb. 5.6: Stellen der Gleichspannung U_d mittels Grundschwungsblindleistung $Q_{SF(1)}$

Aus (5.38) folgt in diesem Fall (5.55). Der Quotient der Leistungen in (5.54) kann daher durch die Tangensfunktion (5.56) ersetzt werden, wodurch die Gleichspannung wie in (5.57) als Funktion des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ beschrieben wird.

$$P_L = P_{R(1)} = 3 U_N I_{L(1)} \cos \varphi_{L(1)} \quad (5.55)$$

$$\tan \varphi_{L(1)} = \frac{Q_{SF(1)}}{P_d} = \frac{Q_{SF(1)}}{P_L} = \frac{Q_{R(1)}}{P_{R(1)}} \quad (5.56)$$

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \varphi_{L(1)}}} = \sqrt{\cos^2 \varphi_{L(1)}} = |\cos \varphi_{L(1)}| \quad (5.57)$$

Der Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ kann theoretisch im Bereich $-90^\circ < \varphi_{L(1)} < 90^\circ$ eingestellt werden. Für diesen Winkelbereich können in (5.57) die Betragszeichen entfallen, woraus (5.58) folgt.

$$U_d = U_{d\kappa} \cos \varphi_{L(1)} \leq U_{d\kappa} \quad (5.58)$$

Die Gleichspannung U_d kann im Vergleich zum Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$ verkleinert werden. Ähnlich wie bei einem gesteuerten Sechspulsgleichrichter wird der Laststrom gegenüber Netzspannung zeitlich verschoben. Im Gegensatz zum Zündverzögerungswinkel kann der Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ aber positiv und negativ sein. Die Gleichspannung kann somit mit induktiver oder kapazitiver Blindleistung verringert werden, allerdings ist der Blindleistungsbedarf groß (Abb. 5.6).

Im **Fall B** wird die Gleichspannung nicht mit Blindleistung, sondern mit Wirkleistung gestellt. Die Gleichung (5.52) vereinfacht sich wegen (5.59) zu (5.60).

$$Q_{\text{SF}(1)} = 0 \quad (5.59)$$

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{SF}}}{P_d}} \quad (5.60)$$

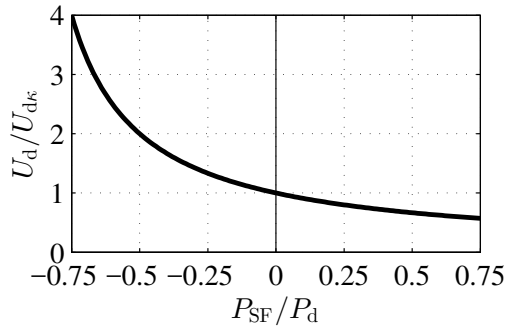


Abb. 5.7: Stellen der Gleichspannung U_d mittels Wirkleistung P_{SF}

Durch Umformung von (5.60) und Substitution von P_d mit P_L (verlustloser Gleichrichter) folgt (5.61). Mit (5.20) und (5.38) ergibt sich daraus (5.62).

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{P_d}{P_d + P_{\text{SF}}} = \frac{P_d}{P_L + P_{\text{SF}}} \quad (5.61)$$

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{P_d}{P_{R(1)}} = \frac{1}{3 c_i c_u} \frac{P_{L(1)}}{P_{R(1)}} = \frac{1}{3 c_i c_u} \frac{U_{L(1)}}{U_N} \quad (5.62)$$

Durch Einsetzen des Kennwertes c_p und unter Berücksichtigung von (5.23) kann gezeigt werden, dass die Näherung (5.63) gilt.

$$\frac{U_d}{U_{d\kappa}} = \frac{1}{c_p} \frac{U_{L(1)}}{U_N} \approx \frac{U_{L(1)}}{U_N} \quad (5.63)$$

Die Gleichspannung U_d kann im Vergleich zum Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$ verkleinert und vergrößert werden, da das Spannungsverhältnis (5.64) theoretisch im Bereich (5.65) einstellbar ist.

$$a = \frac{U_{L(1)}}{U_N} \quad (5.64)$$

$$0 < a < \infty \quad (5.65)$$

In Analogie zu einem Transformator kann das Spannungsverhältnis a als variables Übersetzungsverhältnis betrachtet werden. Je größer das Spannungsverhältnis ist, desto größer sind die Lastspannung sowie die Gleichspannung und desto kleiner sind der Laststrom sowie der Gleichstrom.

$$U_d = \frac{a}{c_p} U_{d\kappa} \leq U_{d\kappa} \quad \text{für } a \leq c_p \quad (5.66a)$$

$$U_d = \frac{a}{c_p} U_{d\kappa} \geq U_{d\kappa} \quad \text{für } a \geq c_p \quad (5.66b)$$

Durch Gleichsetzen von (5.60) und (5.63) erhält man das Leistungsverhältnis (5.67) in Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses a . Durch Einsetzen der Grenzwerte des Bereichs (5.65) kann ermittelt werden, welche Werte (5.68) theoretisch nötig sind, um einen uneingeschränkten Spannungsstellbereich zu erreichen (Abb. 5.7).

$$\frac{P_{SF}}{P_d} = \frac{c_p}{a} - 1 \quad (5.67)$$

$$-1 < \frac{P_{SF}}{P_d} < \infty \quad (5.68)$$

Für die Stellvariante mittels Wirkleistung werden beide Filter und die Zwischenkreis-kopplung benötigt [19, 43]. Wenn das serielle Filter Wirkleistung einspeist ($P_{SF} < 0$), wird die Leistung dem seriellen Filter über die in Abbildung 5.4 dargestellte Zwischenkreiskopplung zugeführt. Das parallele Filter muss Wirkleistung aus dem Netz aufnehmen ($P_{PF} > 0$) und diese in die Zwischenkreiskopplung einspeisen. Der Wirkleistungsfluss kann auch umkehrt werden, so dass das parallele Filter Wirkleistung einspeist ($P_{PF} < 0$). In diesem Fall muss das serielle Filter Wirkleistung beziehen ($P_{SF} > 0$) und diese in die Zwischenkreiskopplung einspeisen.

Unter der Annahme einer verlustfreien Filteranlage und eines verlustfreien Gleichrichters gilt (5.69). Wie die Abbildung 5.4 verdeutlicht, gilt außerdem (5.70), woraus (5.71) folgt.

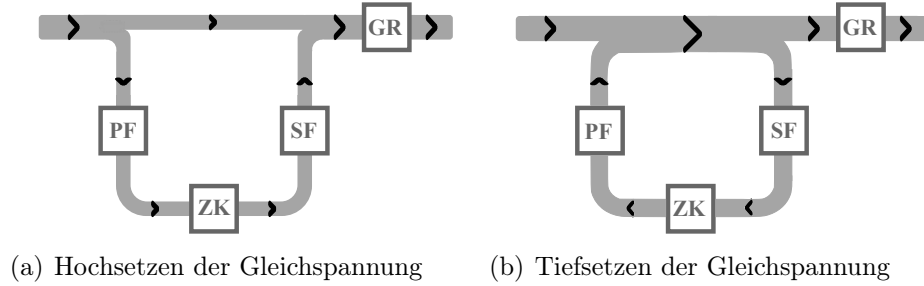


Abb. 5.8: Wirkleistungsfluss beim Hoch- und Tiefsetzen der Gleichspannung
 (PF: Paralleles Filter, SF: Serielles Filter, ZK: Zwischenkreiskopplung, GR: Gleichrichter)

$$P_N = P_L = P_d \quad (5.69)$$

$$P_L = P_N - P_{PF} - P_{SF} \quad (5.70)$$

$$P_{PF} = -P_{SF} \quad (5.71)$$

Wie viel Wirkleistung das serielle Filter einspeisen muss, kann aus Abbildung 5.7 abgelesen werden. Für die folgende Betrachtung wird die Annahme (5.69) vorausgesetzt. Soll die Gleichspannung auf den Wert $2 U_{d\kappa}$ hochgesetzt werden, muss das parallele Filter 50 % der Wirkleistung P_d aufnehmen (Abb. 5.8(a)). Diese Wirkleistung wird über die Zwischenkreiskopplung an das serielle Filter weitergeführt. Das serielle Filter speist die 50 % der Wirkleistung ein. Für dieses Beispiel gilt:

$$P_L = P_N - P_{PF} - P_{SF} = P_N - 0,5 \cdot P_d + 0,5 \cdot P_d = P_N \quad (5.72)$$

Wird die Gleichspannung auf den Wert $0,6\bar{6} U_{d\kappa}$ tiefgesetzt, kehrt sich der Leistungsfluss gegenüber den oben genannten Beispiel um. Das parallele Filter speist 50 % der Wirkleistung P_d ein (Abb. 5.8(b)). Dieser Wirkleistungsanteil wird dem parallelen vom seriellen Filter über die Zwischenkreiskopplung zugeführt. Das serielle Filter nimmt in diesem Beispiel 50 % der Wirkleistung auf, so dass das Leistungsgleichgewicht wieder ausgeglichen ist.

$$P_L = P_N - P_{PF} - P_{SF} = P_N + 0,5 \cdot P_d - 0,5 \cdot P_d = P_N \quad (5.73)$$

Im **Fall C** wird mit Scheinleistung (Blind- und Wirkleistung) die Gleichspannung gestellt. Die in Abbildung 5.4 dargestellte Zwischenkreiskopplung wird benötigt. Die Gleichung (5.52) kann zu der Kreisgleichung (5.74) umgestellt werden.

$$\left(1 + \frac{P_{\text{SF}}}{P_d}\right)^2 + \left(\frac{Q_{\text{SF}(1)}}{P_d}\right)^2 = \frac{1}{\left(\frac{U_d}{U_{d\kappa}}\right)^2} \quad (5.74)$$

Die Abbildung 5.9 stellt die Kreisgleichung grafisch dar. Die Darstellung wird folgend P-Q-Diagramm genannt. Das P-Q-Diagramm zeigt einen Ausschnitt des Stellbereichs für die Gleichspannung. Die Gleichspannung wird entlang der Ordinatenachse (Fall A) nur mit Blindleistung und entlang der Abszissenachse (Fall B) nur mit Wirkleistung gestellt. In den vier Quadranten wird die Gleichspannung mit Scheinleistung gestellt.

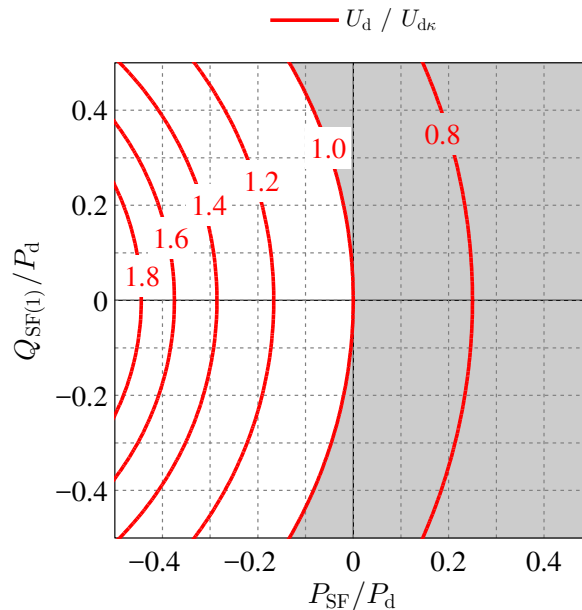


Abb. 5.9: P-Q-Diagramm (grauer Bereich: Tiefsetzen der Gleichspannung, weißer Bereich: Hochsetzen der Gleichspannung)

Durch Blindleistung kann die Gleichspannung bezogen auf den Gleichspannungswert der Abszisse nur verringert werden. Soll die Gleichspannung hochgesetzt werden, ist dies nur entlang der negativen Abszisse sinnvoll, da im zweiten und dritten Quadranten durch zusätzliche Blindleistung die Gleichspannung wieder geringer wird. Soll die Gleichspannung verringert werden (Tiefsetzen), ist dies im ersten und vierten Quadranten am effektivsten.

5.2.3 Grenzen des Stellbereichs

Der Stellbereich der Gleichspannung wird durch die Zwischenkreisspannung $U_{Z,SF}$ des seriellen Filters begrenzt. Denn die Zwischenkreisspannung bestimmt den Spitzenwert der Spannung, welcher mit dem seriellen Filter eingespeist werden kann. Im Folgenden wird auf die drei Fälle des vorangegangenen Abschnitts Bezug genommen.

Im **Fall A** kann die Gleichspannung nur theoretisch auf alle positiven Spannungswerte, die kleiner als der Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$ sind, eingestellt werden. Tatsächlich gibt es aber einen minimalen Wert $U_{d,min}$.

$$U_{d,min} \leq U_d \leq U_{d\kappa} \quad (5.75)$$

Im **Fall B** und im **Fall C** kann die Gleichspannung U_d nur theoretisch auf alle positiven Spannungswerte eingestellt werden. In diesen Fällen gibt es tatsächlich einen minimalen Wert $U_{d,min}$ und einen maximalen Wert $U_{d,max}$.

$$U_{d,min} < U_d < U_{d,max} \quad (5.76)$$

Bei gleicher Zwischenkreisspannung können sich für die drei Fälle jeweils die minimalen und die maximalen Werte unterscheiden. Allgemein gilt, dass bei einer gegebenen Zwischenkreisspannung der Stellbereich am größten ist, wenn das Stellprinzip mit Wirkleistung (Fall B) angewendet wird.

Nicht nur das serielle Filter, sondern auch die Zwischenkreiskopplung und das parallele Filter können den Stellbereich begrenzen. Wird wie in den Fällen B und C zwischen dem parallelen und dem seriellen Filter Wirkleistung übertragen, muss die Zwischenkreiskopplung und das parallele Filter für diese Leistung ausgelegt sein.

Arbeitet die Zwischenkreiskopplung nicht bidirektional, ist der Leistungsfluss nicht in beiden Richtungen möglich, was wiederum den Stellbereich eingrenzt. Gibt es nur die Möglichkeit Leistung, vom parallelen zum seriellen Filter zu übertragen, kann die Gleichspannung nur noch mit Blindleistung verringert werden. Der maximale Wert im Fall B und C wird nicht beeinflusst. Besteht nur die Möglichkeit, Leistung vom seriellen zum parallelen Filter zu übertragen, kann die Spannung nur verringert werden. Im Fall B und C entspricht dann der maximale Wert dem Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$.

6 Regelung

Dieses Kapitel beschreibt die im Simulationsmodell umgesetzte Regelungsstrategie für die Filteranlage. Es wird keine vollständige Analyse (dynamisches Verhalten, Stabilitätsuntersuchungen, etc.) des Systems durchgeführt.

Es gibt einen Regelkreis für das serielle und einen für das parallele Filter der Filteranlage. In jedem Regelkreis werden frequenzselektive PI-Regler eingesetzt. Mit diesen Reglern können Drehstromgrößen in der Raumzeigerebene geregelt werden.

In den Signalflussplänen der Regelkreise (Abb. 6.1, 6.3 und 6.9) werden die α - und β -Komponenten nicht separat gezeichnet. Die α - und β -Komponenten und die Stranggrößen werden zu Spaltenmatrizen zusammengefasst. Die eingezeichneten Transformationsblöcke führen die Hintransformation (6.1) und die Rücktransformation (6.2) aus.

$$\begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix} \quad (6.1a)$$

$$\vec{g} = C_{\alpha\beta} \mathbf{g} \quad (6.1b)$$

$$\begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{pmatrix} \quad (6.2a)$$

$$\mathbf{g} = C_{123} \vec{g} \quad (6.2b)$$

6.1 Frequenzselektiver PI-Regler

Mit frequenzselektiven PI-Reglern können Harmonische geregelt werden. Die Wirkung des Reglers auf Harmonische ist ähnlich wie die Wirkung eines herkömmlichen PI-Reglers auf Gleichgrößen. Mit frequenzselektiven PI-Reglern kann die Regelung vollständig im ortsfesten Koordinatensystem ($\alpha\beta$ -Raumzeiger) erfolgen. Eine Transformation in das rotierende Koordinatensystem (dq-Raumzeiger) wird nicht benötigt.

Der reelle Oszillator (6.3) kann als Parallelschaltung (Addition) eines komplexen Mitsystem- und eines komplexen Gegensystem-Oszillators aufgefasst werden [9]. Wird der reelle Oszillator mit dem resonanten Raumzeiger (6.4) angeregt, gilt (6.5) für dessen Ausgangsgröße.

$$O_\nu(s) = K_\nu \frac{2s}{s^2 + (\nu \omega_1)^2} = \frac{K_\nu}{s - j\nu \omega_1} + \frac{K_\nu}{s + j\nu \omega_1} \quad (6.3)$$

$$\underline{\vec{x}}_\nu(t) = \hat{x}_\nu e^{j(\pm \nu \omega_1 t + \varphi_\nu)} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \underline{\vec{X}}_\nu(s) = \frac{\hat{x}_\nu e^{j\varphi_\nu}}{s \pm j\nu \omega_1} \quad (6.4)$$

$$\underline{\vec{Y}}_\nu(s) = O_\nu(s) \underline{\vec{X}}_\nu(s) = \frac{K_\nu \hat{x}_\nu e^{j\varphi_\nu}}{(s \pm j\nu \omega_1)^2} + \frac{K_\nu \hat{x}_\nu e^{j\varphi_\nu}}{s^2 + (\nu \omega_1)^2} \quad (6.5)$$

Mit den Korrespondenzen (6.6) und (6.7) kann die Laplace-Rücktransformation (6.8) in den Zeitbereich durchgeführt werden.

$$\frac{1}{(s \pm j\nu \omega_1)^2} \quad \bullet \text{---} \circ \quad t e^{\pm j\nu \omega_1 t} \quad (6.6)$$

$$\frac{1}{s^2 + (\nu \omega_1)^2} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \frac{\sin(\nu \omega_1 t)}{\nu \omega_1} \quad (6.7)$$

$$\underline{\vec{Y}}_\nu(s) \quad \bullet \text{---} \circ \quad \underline{\vec{y}}_\nu(t) = K_\nu t \hat{x}_\nu e^{j(\pm \nu \omega_1 t + \varphi_\nu)} + \frac{K_\nu \hat{x}_\nu e^{j\varphi_\nu}}{\nu \omega_1} \sin(\nu \omega_1 t) \quad (6.8)$$

Die komplexe Ausgangsgröße (6.8) kann auch in Matrizenform dargestellt werden. Wenn der Raumzeiger $\underline{\vec{x}}_\nu(t)$ eine mathematisch positive Drehrichtung $(+\nu \omega_1 t)$ hat, gilt (6.9). In dieser Gleichung kann der zweite Term gegenüber dem ersten Term vernachlässigt werden, woraus die Näherung (6.10) entsteht. Wird der Oszillator $O_\nu(s)$ mit der Frequenz, auf die er abgestimmt ist, angeregt, hat dieser eine integrierende Wirkung im Bezug auf die Amplitude. Wie (6.10) zeigt, steigt bei konstanter Amplitude des Eingangssignals die Amplitude des Ausgangssignals linear mit der Zeit an.

$$\begin{pmatrix} y_{\nu\alpha}(t) \\ y_{\nu\beta}(t) \end{pmatrix} = K_\nu t \hat{x}_\nu \begin{pmatrix} \cos(\nu \omega_1 t + \varphi_\nu) \\ \sin(\nu \omega_1 t + \varphi_\nu) \end{pmatrix} + \frac{K_\nu \hat{x}_\nu \sin(\nu \omega_1 t)}{\nu \omega_1} \begin{pmatrix} \cos \varphi_\nu \\ \sin \varphi_\nu \end{pmatrix} \quad (6.9)$$

$$\begin{pmatrix} y_{\nu\alpha}(t) \\ y_{\nu\beta}(t) \end{pmatrix} \approx K_\nu t \begin{pmatrix} x_{\nu\alpha}(t) \\ x_{\nu\beta}(t) \end{pmatrix} = K_\nu t \hat{x}_\nu \begin{pmatrix} \cos(\nu \omega_1 t + \varphi_\nu) \\ \sin(\nu \omega_1 t + \varphi_\nu) \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

Wegen der Eigenschaft (6.10) wird der Oszillator im Folgenden als frequenzselektiver I-Regler bezeichnet. Ausführliche Untersuchungen zu diesem Regler¹ wurden in [15, 7, 9] durchgeführt. Wird der frequenzselektive I-Regler eingesetzt, entsteht keine bleibende Regeldifferenz, wenn die Frequenz des Sollwertsignals und die des Reglers übereinstimmen. Besteht das Sollwertsignal aus mehreren Harmonischen, muss für jede Harmonische, die ausgeregelt werden soll, ein frequenzselektiver I-Regler eingesetzt werden. Die einzelnen I-Regler werden parallel geschaltet.

Für die Regelung der Filteranlage werden frequenzselektive PI-Regler mit der Übertragungsfunktion (6.11) verwendet. Die Regler bestehen aus der Parallelschaltung von sieben frequenzselektiven I-Reglern und einem P-Regler. Die I-Regler haben einen gemeinsamen Verstärkungsfaktor K_I . Mit den frequenzselektiven PI-Reglern können die ersten sieben Harmonischen des Laststromes ausgeregelt werden.

$$G_R(s) = K_P + K_I \sum_h \frac{2s}{s^2 + (h\omega_1)^2} \quad h = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19 \quad (6.11)$$

6.2 Regelung des seriellen Filters

Die Abbildung 6.1 zeigt die kaskadierte Regelungsstruktur des seriellen Filters. Der äußere Regelkreis regelt die Gleichspannung des Gleichrichters auf den Wert $U_{d,\text{Soll}}$. Dieser Sollwert kann, wie im Abschnitt 5.2.3 gezeigt, in dem Bereich (6.12) variiert werden. Der minimale und der maximale Wert sind von der Zwischenkreisspannung des seriellen Filters und von der angewendeten Stellvariante abhängig.

$$U_{d,\text{min}} \leq U_{d,\text{Soll}} \leq U_{d,\text{max}} \quad (6.12)$$

Der innere Regelkreis, die Stromregelung, regelt den wechselstromseitigen Laststrom i_L und somit indirekt auch den Gleichstrom i_d . Die Regelgröße des inneren Regelkreises ist daher der dreiphasige Laststrom und nicht der Gleichstrom.

Die Stromregelung bewirkt im stationären Zustand einen konstanten Gleichstrom und einen Laststrom, der untypisch für einen Gleichrichter mit kapazitiver Glättung ist. Die Form des Laststromes ist vergleichbar mit der Form, die bei Diodengleichrich-

¹Der frequenzselektive Regler kann auch mit der Tiefpass-Bandpass-Transformation aus einem gewöhnlichen I-Regler hergeleitet werden.

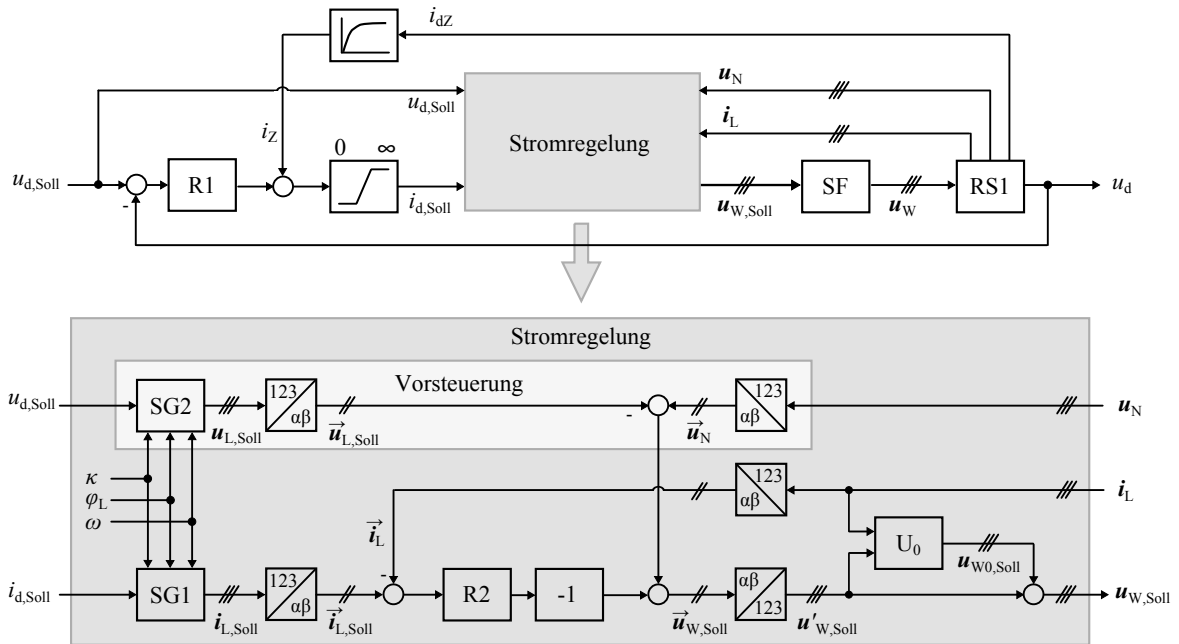


Abb. 6.1: Regelungsstruktur des seriellen Filters (R1: Regler 1, R2: Regler 2, SF: Serielles Filter, RS1: Regelstrecke, SG1: Signalgenerator 1, SG2: Signalgenerator 2, U_0 : Berechnung der Nullspannung)

tern mit gleichstromseitiger Glättungs- und wechselstromseitiger Kommutierungs-drossel entsteht. Der Oberschwingungsgehalt des geregelten Laststromes ist deutlich geringer als der Oberschwingungsgehalt des ungeregelten Laststromes. Die Reduktion des Oberschwingungsgehalts charakterisiert die Filterwirkung des inneren Regelkreises.

6.2.1 Stellglied und Regelstrecke

Das Stellglied ist das serielle Filter (SF). Genau genommen besteht das Stellglied nur aus den drei Wechselrichtern des seriellen Filters. Die passiven Filter, welche an den Wechselrichtern angeschlossen sind, werden der Regelstrecke RS1 zugeordnet. Die Stellgröße ist die dreiphasige Spannung u_W (Abb. 5.1). Diese Spannung ist pulsweitenmoduliert und wird aus dem kontinuierlichen Spannungssignal $u_{W,Soll}$ erzeugt. Für die Untersuchung des Regelkreises wird die Pulsweitenmodulation vernachlässigt, so dass folgend das Spannungssignal $u_{W,Soll}$ als Stellgröße bezeichnet wird. Da der Laststrom keine Nullkomponente haben kann, können die drei Wechselrichter nicht unabhängig regeln. Es gibt daher einen gemeinsamen Regelkreis für die Wechselrichter.

Die Regelstrecke RS1 ist ein kompliziertes System und kann nicht durch eine einfache Übertragungsfunktion beschrieben werden. Zur Regelstrecke gehören die Elemente:

- Netzimpedanz
- Passives Filter des seriellen Filters
- Gleichrichter mit Glättungskondensator

Aufgrund des Gleichrichters ist die Regelstrecke nichtlinear. Einerseits ist der Gleichrichter für sich ein nichtlineares Element, da es zwischen Lastspannung und Laststrom keinen linearen Zusammenhang gibt. Andererseits führt der Gleichrichter zu einer Begrenzung, denn es kann keinen negativen Strom i_d geben (Abb. 5.1). Diese schaltungstechnische Einschränkung wird durch den Begrenzungsblock, der in dem äußeren Regelkreis nach der Summationsstelle eingefügt ist, berücksichtigt. Für die Eingangsgröße $i_{d,\text{Soll}}$ der Stromregelung gilt (6.13).

$$0 \leq i_{d,\text{Soll}} < \infty \quad (6.13)$$

Aufgrund des parallelen Filters gehört die Netzimpedanz nicht vollständig zur Regelstrecke. Durch das Einprägen des Kompensationsstromes fließen die Oberschwingungen des Laststromes nur zum Teil im Netz. Erfolgt durch das parallele Filter eine vollständige Oberschwingungskompensation, bildet das parallele Filter einen Kurzschluss für die Oberschwingungen. In diesem Fall hat die Netzimpedanz keinen Einfluss mehr auf die Strom Oberschwingungen und ist nur noch wirksam für die Grundschiwingung [7, 44].

6.2.2 Äußerer Regelkreis

Der Regler R1 ist ein P-Regler mit der Übertragungsfunktion (6.14). Aus der Eingangsgröße (6.15) des Reglers ergibt sich die Ausgangsgröße (6.16).

$$G_{R1}(s) = K_P \quad (6.14)$$

$$E_d(s) = U_{d,\text{Soll}}(s) - U_d(s) \quad \bullet \text{---} \circ \quad e_d(t) = u_{d,\text{Soll}}(t) - u_d(t) \quad (6.15)$$

$$Y_{R1}(s) = K_P E_d(s) \quad \bullet \text{---} \circ \quad y_{R1}(t) = K_P e_d(t) \quad (6.16)$$

Im Regelkreis gibt es eine Störgrößenaufschaltung. Die Störgröße des äußeren Regelkreises ist der Strom i_{dZ} , der durch die gleichstromseitige Last entsteht (Abb. 5.1). Wie

die Abbildung 6.1 zeigt, wird die Störgröße nicht direkt aufgeschaltet. Der Tiefpass glättet die Störgröße und verhindert, dass mögliche pulsformige Anteile der Störgröße zu einem pulsformigen Sollwertsignal $i_{d,\text{Soll}}$ führen. Mit der Störgrößenaufschaltung wird die Regeldynamik verbessert. Es können beispielsweise sprungförmige Änderungen des Stromes i_{dZ} , wie sie durch Zu- und Abschalten von gleichstromseitigen Verbrauchern entstehen, schnell ausgeregelt werden.

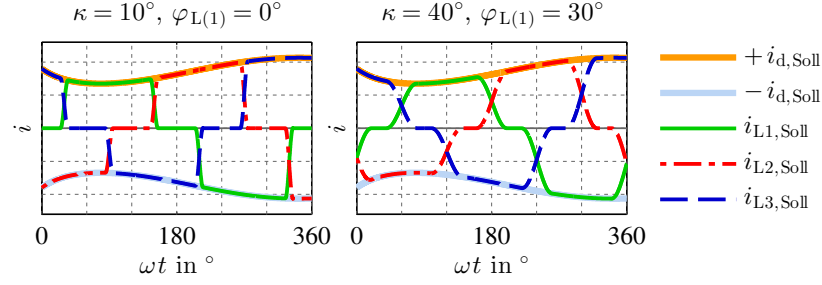
Die Eingangsgröße (6.17) für die unterlagerte Stromregelung ergibt sich aus dem Ausgangssignal y_{R1} des Reglers und dem geglätteten Stromsignal i_Z .

$$i_{d,\text{Soll}}(t) = y_{R1}(t) + i_Z(t) \quad (6.17)$$

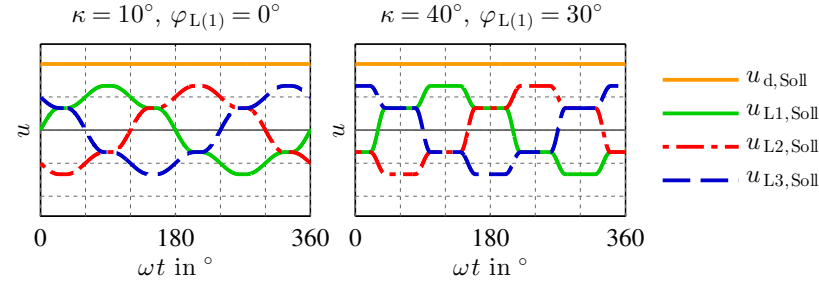
Der Begrenzungsblock aus Abbildung 6.1 ist nur wirksam, wenn (6.17) negativ ist. Verringert sich der Strom i_{dZ} sehr schnell, steigt die Spannung am Kondensator kurzzeitig über den Sollwert und die Regeldifferenz ist negativ. Der Regler verstärkt diese Regeldifferenz und erzeugt ein negatives Ausgangssignal y_{R1} . Solange i_Z positiv und betragsmäßig größer als das negative Ausgangssignal des Reglers ist, bleibt die Summe (6.17) positiv und der Begrenzungsblock weiterhin unwirksam. Die Begrenzung wirkt nur in besonderen Fällen, beispielsweise wenn die gleichstromseitige Last abgeschaltet wird. Dann ist i_{dZ} null und die Regeldifferenz bleibt dauerhaft negativ. Die Regeldifferenz kann nicht verschwinden, da der Kondensator sich nicht entladen kann. Für solche Fälle müssen schaltungstechnische Maßnahmen vorgesehen werden, die das Entladen des Kondensators bis auf seinen Sollwert ermöglichen.

6.2.3 Innerer Regelkreis

Mit dem äußeren Regelkreis werden Gleichgrößen und mit dem inneren Regelkreis werden Wechselgrößen geregelt. Der äußere Regelkreis ist daher ein DC-Regelkreis und der innere ein AC-Regelkreis. Die Einbindung des AC-Regelkreises in den DC-Regelkreis erfolgt einerseits mit dem Signalgenerator SG1 und andererseits mit dem Gleichrichter. Der Signalgenerator erzeugt aus dem Gleichstromsollwert $i_{d,\text{Soll}}$ die dreiphasige Führungsgröße $\mathbf{i}_{L,\text{Soll}}$ des inneren Regelkreises (Abb. 6.1). Das serielle Filter greift mittels der Spannung \mathbf{u}_W so ein, dass der Laststrom der Führungsgröße folgt. Durch die Gleichrichtwirkung des Gleichrichters entsteht letztlich aus dem dreiphasigen Laststrom \mathbf{i}_L der Gleichstrom i_d . Somit regelt der innere Regelkreis den Laststrom und gleichzeitig den Gleichstrom.



(a) Signalgenerator SG1



(b) Signalgenerator SG2

Abb. 6.2: Einfluss der Eingangsgrößen $i_{d,\text{Soll}}$ und $u_{d,\text{Soll}}$ und der Winkelparame-
ter κ und $\varphi_{L(1)}$ auf die Ausgangsgrößen der Signalgeneratoren $i_{L,\text{Soll}}$
und $u_{L,\text{Soll}}$

Die Abbildung 6.2(a) zeigt die Wirkungsweise des Signalgenerators SG1. Der Signalgenerator multipliziert ein normiertes dreiphasiges Führungsgrößensignal mit dem Gleichstromsollwert $i_{d,\text{Soll}}$. Dadurch entsteht die dreiphasige Führungsgröße $i_{L,\text{Soll}}$, dessen Einhüllende der Gleichstromsollwert ist. Durch die Vorgabe eines Gleichstromsollwertes ist die Führungsgröße nicht eindeutig definiert. Wie in dem Abschnitt 4.2 ausführlich erläutert wurde, führen verschiedene Lastströme zum gleichen Gleichstrom. Für die Simulation lassen sich verschiedene Führungsgrößensignale in Abhängigkeit der Winkelparame-
ter ω , κ und $\varphi_{L(1)}$ erzeugen. Der Parameter ω legt fest, dass das Führungsgrößensignal immer dieselbe Periodendauer (6.18) wie das Netz hat.

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (6.18)$$

Die Führungsgrößensignale haben alle die gleiche Grundform, die der Grundform des Laststromes aus Abschnitt 4.2.2 entspricht. Der Kommutierungswinkel κ definiert die genaue Form des Führungsgrößensignals (Abb. 4.4). Mit dem Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ wird die Phasenverschiebung der Grundschiwingung des Führungsgrößensignals gegenüber

der Netzspannung eingestellt (Abb. 5.2). Die Abbildung 6.2(a) zeigt den Einfluss der Winkelparameter auf die Führungsgröße.

In analoger Weise zum Signalgenerator SG1 funktioniert der Signalgenerator SG2, der aus der Führungsgröße $u_{d,\text{Soll}}$ des äußeren Regelkreises ein dreiphasiges Sollwertsignal $\mathbf{u}_{L,\text{Soll}}$ erzeugt, das für die Vorsteuerung benötigt wird (Abb. 6.1). Die erzeugbaren Signalverläufe haben die in Abschnitt 4.2.3 definierte Grundform. Wie die Abbildung zeigt, ändert sich das Sollwertsignal $\mathbf{u}_{L,\text{Soll}}$ normalerweise nicht. Eine Änderung gibt es nur, wenn eine neue Führungsgröße $u_{d,\text{Soll}}$ für den äußeren Regelkreis eingestellt wird.

In Abbildung 6.1 folgt nach dem Sollwertgenerator SG1 ein Transformationsblock, mit dem der Raumzeiger der Führungsgröße erzeugt wird. Aus den Raumzeigern der Führungsgröße $\vec{z}_{L,\text{Soll}}$ und des Laststromes \vec{z}_L folgt die Regeldifferenz, die auf den Regler R2 geschaltet ist. Dieser Regler ist ein frequenzselektiver PI-Regler, dessen Übertragungsfunktion mit (6.11) gegeben ist. Vernachlässigt man zunächst die Vorsteuerung, gibt der Regler den Raumzeiger $\vec{u}_{W,\text{Soll}}$ der Stellgröße vor.

Damit die drei Wechselrichter des seriellen Filters die Spannung vorzeichenrichtig erzeugen, wird noch der Negationsblock nachgeschaltet. Der Negationsblock ist notwendig, weil der Regler die Stellgröße $\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}$ so ausgibt, als wäre der Zählpfeil für die Spannung \mathbf{u}_W in Abbildung 5.1 entgegengesetzt eingezeichnet. Für das serielle Filter wurden die Zählpfeile im Verbraucherzählpfeilsystem eingezeichnet. Der Regler erzeugt aber die Stellgröße im Sinne einer Quelle (Erzeugerzählpfeilsystem), die den Laststrom antreibt. Da nicht nur die Wechselrichterspannung \mathbf{u}_W , sondern auch die Netzspannung \mathbf{u}_N den Laststrom antreibt, ist die Netzspannung die Störgröße des inneren Regelkreises.

Die Vorsteuerung erzeugt zusätzlich den Stellgrößenraumzeiger $\vec{u}_{W,\text{Soll}}$ aus dem Sollwertsignalraumzeiger $\vec{u}_{L,\text{Soll}}$ und dem Raumzeiger \vec{u}_N der gemessenen Netzspannung. Die Vorsteuerung ist kein notwendiger Bestandteil des Regelkreises des seriellen Filters. Der Regelkreis kann auch, wie in Abbildung 6.3 zu sehen ist, ohne Vorsteuerung umgesetzt werden. Allerdings weicht dann die Lastspannung von der definierten Grundform (Abb. 4.8) stärker ab. Der Einfluss der Vorsteuerung wird in Abschnitt 9.3.1 näher betrachtet.

Durch die Rücktransformation des Stellgrößenraumzeigers $\vec{u}_{W,\text{Soll}}$ entsteht das dreiphasige Spannungssignal $\mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}$. Dieses Spannungssignal hat keine Nullkomponente. Wie in Abschnitt 7.2 gezeigt wird, können durch die Addition einer Nullkomponente $\mathbf{u}_{W0,\text{Soll}}$ zusätzliche Optionen und Vorteile entstehen, ohne jedoch die Regelung zu beeinflus-

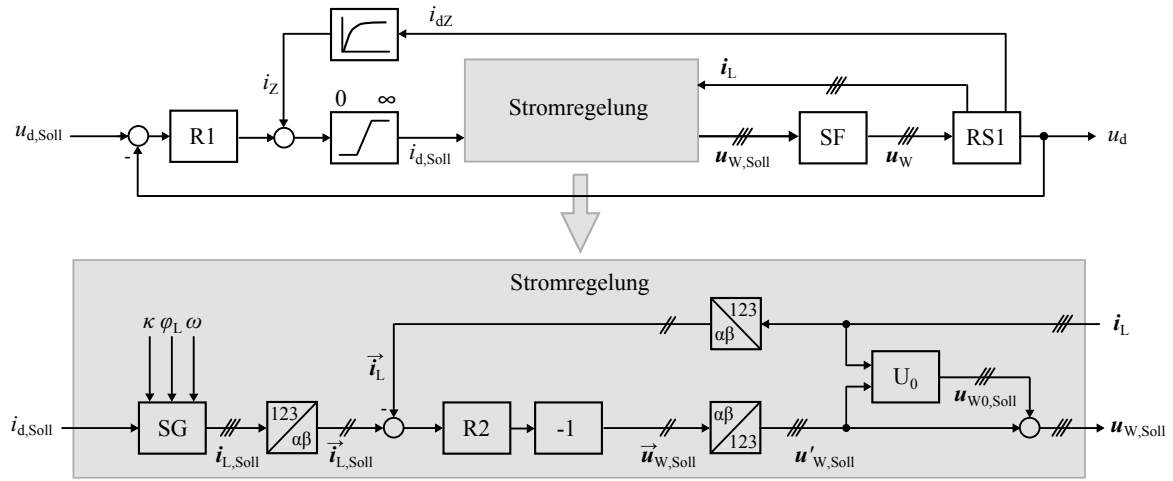


Abb. 6.3: Regelkreis ohne Vorsteuerung (R1: Regler 1, R2: Regler 2, SF: Serielles Filter, RS1: Regelstrecke, SG: Signalgenerator 1, U_0 : Berechnung der Nullspannung)

sen. Die Berechnung der Nullkomponente erfolgt im Block U_0 , der in Abbildung 6.1 eingezeichnet ist.

6.2.4 Vorgabewerte für den Regelkreis

Mit der Vorgabe des Wertes $u_{d,Soll}$ kann die Gleichspannung des Gleichrichters eingestellt werden. Wie im Abschnitt 5.2.2 beschrieben wurde, können gleiche Werte der Gleichspannung mit verschiedenen Stellvarianten erzeugt werden. Im Regelkreis wird die Stellvariante durch die Vorgabe des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ festgelegt. Der Lastwinkel wird mit den Signalgeneratoren (Abb. 6.1) eingestellt.

Aus (5.34) und (5.41) folgt, dass der Quotient aus $Q_{R(1)}$ und $P_{R(1)}$ die Tangensfunktion (6.19) des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ergibt. Wie auch bei der Herleitung der Gleichung (5.47) werden die Leistungen $Q_{R(1)}$ und $P_{R(1)}$ substituiert, wodurch der Lastwinkel (6.20) mit der Grundswingungsblindleistung $Q_{SF(1)}$ und der Wirkleistung P_{SF} des seriellen Filters berechnet werden kann.

$$\tan \varphi_{L(1)} = \frac{Q_{R(1)}}{P_{R(1)}} = \frac{\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}}{1 + \frac{P_{SF}}{P_d}} \quad (6.19)$$

$$\varphi_{L(1)} = \arctan \left(\frac{\frac{Q_{SF(1)}}{P_d}}{1 + \frac{P_{SF}}{P_d}} \right) \quad (6.20)$$

Die Abbildung 6.4 zeigt die gemeinsame Darstellung der Gleichspannung und des Lastwinkels im P-Q-Diagramm. Mit (5.49) kann ein Arbeitspunkt $(P_{SF}/P_d, Q_{SF(1)}/P_d)$ für die Gleichspannung im P-Q-Diagramm und somit die Stellvariante festgelegt werden. Der Lastwinkel, der dem Regelkreis vorgegeben werden muss, wird durch das Einsetzen der Werte des Arbeitspunktes in (6.20) ermittelt.

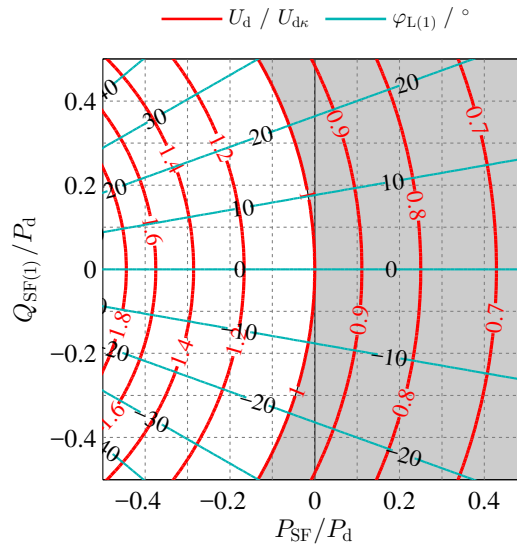


Abb. 6.4: Darstellung der Gleichspannung und des Lastwinkels im P-Q-Diagramm (grauer Bereich: Tiefsetzen der Gleichspannung, weißer Bereich: Hochsetzen der Gleichspannung)

6.2.5 Lückbetrieb

Lückbetrieb und Nichtlückbetrieb

Den Betrieb des Gleichrichters kann man in Lückbetrieb und in Nichtlückbetrieb einteilen. Die Begriffe Lück- bzw. Nichtlückbetrieb beziehen sich hierbei nicht auf den Gleichstrom, denn dieser fließt kontinuierlich. Die Einteilung erfolgt anhand des dreiphasigen Laststromes. Ist einer der drei Strangströme gleich null, gibt es eine sogenannte Stromlücke und der Gleichrichter ist im Lückbetrieb. Im Lückbetrieb sind immer

nur zwei Dioden des Gleichrichters leitend. Im Nichtlückbetrieb sind alle Strangströme ungleich null und drei Dioden des Gleichrichters führen Strom.

Während des Betriebs gibt es einen ständigen Wechsel zwischen Lück- und Nichtlückbetrieb. Für die Regelung des Laststromes ist dieser Wechsel gleichzusetzen mit einer schaltenden Regelstrecke, da eine sperrende Diode des Gleichrichters die Wirkung eines offenen Schalters und eine stromführende Diode die Wirkung eines geschlossenen Schalters hat. Der Gleichrichter verhält sich während des Nichtlückbetriebs wie eine dreiphasige Last. Während des Lückbetriebs wirkt der Gleichrichter wie eine einphasige Last, die zwischen zwei Außenleitern angeschlossen ist (Abb. 6.5).

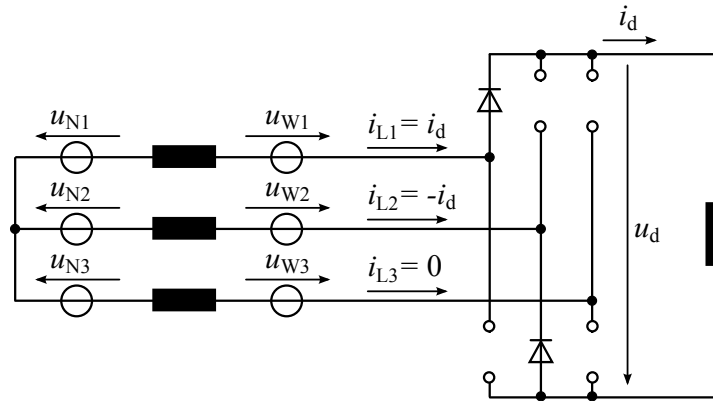
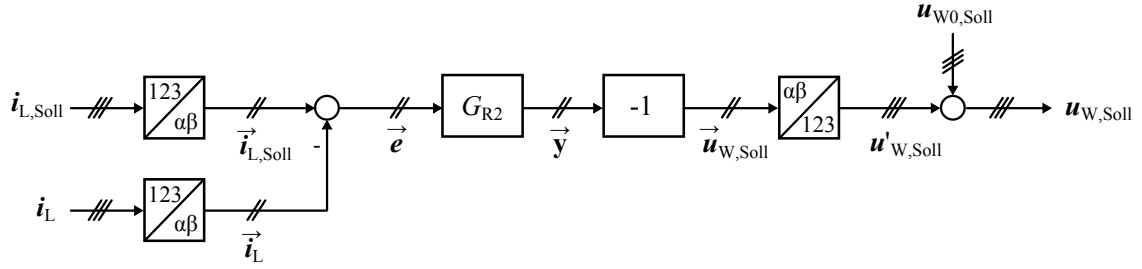
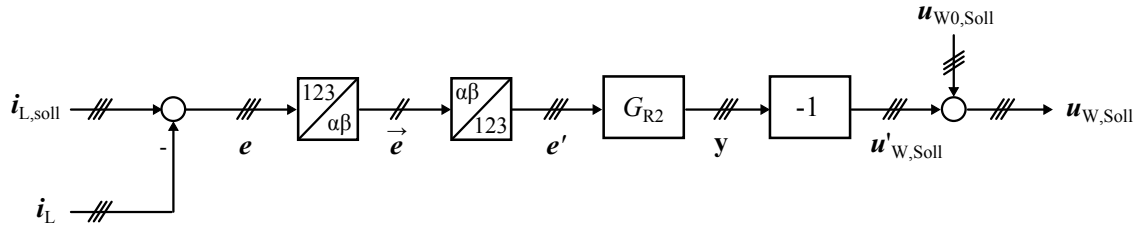


Abb. 6.5: Beispiel für den Lückbetrieb ($i_{L3} = 0$)

Im Nichtlückbetrieb gibt es nur zwei voneinander unabhängige Strangströme, da sich der dritte Strangstrom aus den jeweils anderen ergibt. Für diese Betriebsart werden zwei Regler benötigt, was durch die Regelung des Laststromes in der Raumzeigerebene gegeben ist. Im Lückbetrieb gibt es nur einen (unabhängigen) Strom, der durch die Regelung in der Raumzeigerebene zweifach geregelt wird. Da bei der Regelung des Laststromes keine adaptive Reglerstruktur angewendet wird, die sich den Betriebsarten anpasst, muss sichergestellt werden, dass auch im Lückbetrieb der Regelkreis mit zwei Reglern stabil arbeitet.

Übertragung der Raumzeigerregelung auf das Drehstromsystem

Der Lückbetrieb wird anhand des in Abbildung 6.6(a) dargestellten Regelkreises der unterlagerten Stromregelung (ohne Vorsteuerung) untersucht. Um die Auswirkungen des Lückbetriebs im Drehstromsystem zu verdeutlichen, wird der Regelkreis in die


 (a) Regler im $\alpha\beta$ -System


(b) Regler im Drehstromsystem

Abb. 6.6: Verschiebung der Transformationsblöcke im Regelkreis

Form nach Abbildung 6.6(b) überführt. Dazu wird zuerst die dreiphasige Regeldifferenz (6.21) gebildet und danach die Hintransformation (6.22) in die Raumzeigerebene durchgeführt.

$$e(t) = i_{L,Soll}(t) - i_L(t) \quad (6.21)$$

$$\vec{e}(t) = C_{\alpha\beta} e(t) \quad \circ \rightarrow \bullet \quad \vec{E}(s) = C_{\alpha\beta} E(s) \quad (6.22)$$

Nach Abbildung 6.6(a) kann der Stellgrößenraumzeiger $\vec{U}_{W,Soll}(s)$ mit (6.23) berechnet werden. Da der Regler für die α - und β -Komponente die gleiche Übertragungsfunktion $G_{R2}(s)$ hat, kann die Übertragungsfunktion als skalare Größe in die Gleichung eingehen. Der Rücktransformationsblock wird mit (6.24) beschrieben. Die Größe $U'_{W,Soll}(s)$ hat keine Nullkomponente, da sie sich aus einem Raumzeiger ergibt.

$$\vec{U}_{W,Soll}(s) = -G_{R2}(s) \vec{E}(s) \quad (6.23)$$

$$U'_{W,Soll}(s) = C_{123} \vec{U}_{W,Soll}(s) \quad (6.24)$$

Aus (6.22) bis (6.24) folgt (6.25), woraus die Verschiebung des Reglers G_{R2} über den Rücktransformationsblock, wie sie in Abbildung 6.6(b) zu sehen ist, abgeleitet wird.

Wie jede dreiphasige Größe kann die Regeldifferenz (6.26) in einen nullkomponentenfreien Anteil $\mathbf{e}'(t)$ bzw. $\mathbf{E}'(s)$ und in die Nullkomponente $\mathbf{e}_0(t)$ bzw. $\mathbf{E}_0(s)$ zerlegt werden (vgl. (4.35)). Führt man wie in (6.27) nacheinander die Hin- und die Rücktransformation einer dreiphasigen Größe durch, erhält man den nullkomponentenfreien Anteil der Größe (s. Anhang A.1).

$$\mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s) = -G_{R2}(s) \mathbf{C}_{123} \mathbf{C}_{\alpha\beta} \mathbf{E}(s) \quad (6.25)$$

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{e}'(t) + \mathbf{e}_0(t) \quad \circ \longrightarrow \bullet \quad \mathbf{E}(s) = \mathbf{E}'(s) + \mathbf{E}_0(s) \quad (6.26)$$

$$\mathbf{E}'(s) = \mathbf{C}_{123} \mathbf{C}_{\alpha\beta} \mathbf{E}(s) \quad (6.27)$$

Setzt man (6.27) in (6.25) ein, folgt daraus die Stellgröße (6.28), welche für beide Reglerstrukturen gilt (Abb. 6.6). Ein Vergleich von (6.28) mit (6.23) zeigt, dass die Übertragungsfunktion $G_{R2}(s)$, die für die α - und β -Komponente gilt, direkt auf die Stranggrößen des Drehstromsystems anwendbar ist, wenn die Regeldifferenz keine Nullkomponente hat. Diese Bedingung ist gegeben, da der Laststrom $\mathbf{i}_L(t)$ und das Sollwertsignal $\mathbf{i}_{L, \text{Soll}}(t)$ keine Nullkomponenten haben.

$$\mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s) = -G_{R2}(s) \mathbf{E}'(s) \quad (6.28)$$

Da die Regeldifferenz (6.29) nur aus dem nullkomponentenfreien Anteil $\mathbf{E}'(s)$ besteht, wird $\mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s)$ mit der Gleichung (6.30) angegeben.

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}'(s) \quad (6.29)$$

$$\mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s) = -G_{R2}(s) \mathbf{E}(s) \quad (6.30)$$

Im Gegensatz zur Regeldifferenz kann die Stellgröße $\mathbf{U}_{W, \text{Soll}}(s)$ eine Nullkomponente haben. Die Nullkomponente ist die Nullspannung, die im Regelkreis aufgeschaltet werden kann (Abb. 6.6). Die Stellgröße (6.31) ergibt sich durch die Addition der Nullspannung $\mathbf{U}_{W0, \text{Soll}}(s)$ zur nullkomponentenfreien Größe $\mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s)$.

$$\mathbf{U}_{W, \text{Soll}}(s) = \mathbf{U}'_{W, \text{Soll}}(s) + \mathbf{U}_{W0, \text{Soll}}(s) = -G_{R2}(s) \mathbf{E}(s) + \mathbf{U}_{W0, \text{Soll}}(s) \quad (6.31)$$

Durch die Rücktransformation von (6.31) und anschließender Aufteilung des Ergebnisses können die Stranggleichungen (6.32) aufgestellt werden. Sie verdeutlichen, dass jeder Strang einzeln betrachtet werden kann.

$$u_{W1,\text{Soll}}(t) = -g_{R2}(t) * e_1(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t) \quad (6.32a)$$

$$u_{W2,\text{Soll}}(t) = -g_{R2}(t) * e_2(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t) \quad (6.32b)$$

$$u_{W3,\text{Soll}}(t) = -g_{R2}(t) * e_3(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t) \quad (6.32c)$$

Regelkreis im Lückbetrieb

Aus den Stranggleichungen (6.32) kann ein dreiphasiger Regelkreis abgeleitet werden. Die Abbildung 6.7 zeigt den Regelkreis der unterlagerten Stromregelung (Abb. 6.3), wie er wirkt, wenn der Gleichrichter sich im Lückbetrieb befindet. Der Regelkreis gilt für das Beispiel, welches in der Abbildung 6.5 dargestellt ist.

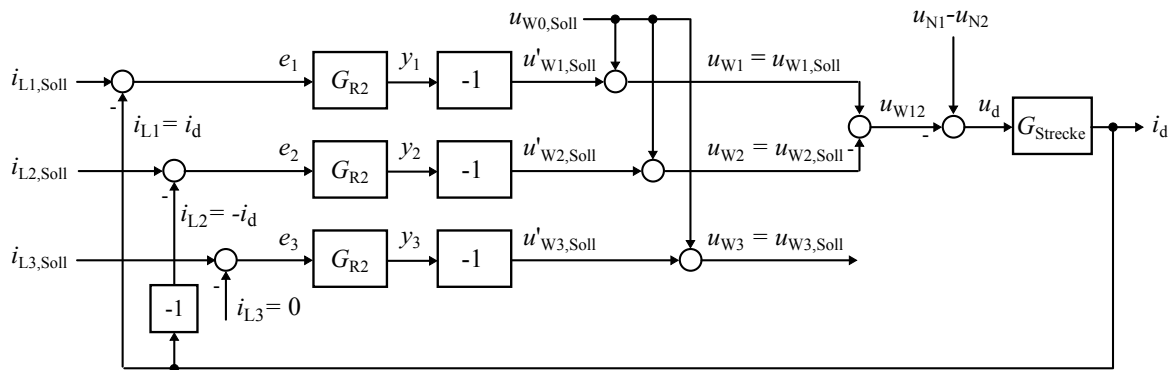


Abb. 6.7: Dreiphasige Darstellung des Regelkreises im Lückbetrieb (Beispiel gemäß Abbildung 6.5, $i_{L3} = 0$)

Die Spannungsquellen, die in der Abbildung 6.5 eingezeichnet sind, stellen die Wechselrichter des seriellen Filters dar. Die Spannungsquellen sind somit die Stellglieder des Regelkreises. Im Regelkreis (Abb. 6.7) sind die Stellglieder nicht eingezeichnet, da sie als P-Glieder mit der Verstärkung K_P von 1 angenommen werden. Die pulsweitenmodulierten Wechselrichterspannungen u_{W1} , u_{W2} und u_{W3} entsprechen den kontinuierlichen Spannungssignalen $u_{W1,\text{Soll}}$, $u_{W2,\text{Soll}}$ und $u_{W3,\text{Soll}}$, da die schaltfrequenten Anteile, die durch die Wechselrichter entstehen, vernachlässigt werden.

Die Spannungen u_{W1} und u_{W2} der Stellglieder regeln den Strom i_d . Wählt man den Zählpfeil des Stromes i_d als Bezugspfeil (Abb. 6.5), kann festgestellt werden, dass die Zählpfeile der Spannungen zueinander entgegengesetzt sind. Während des Lückbetriebs wirkt daher die Differenz u_{W12} der beiden Spannungen. Die Nullspannung $u_{W0,Soll}$ in Abbildung 6.7 hat auf die Differenz keinen Einfluss und ist somit ein Freiheitsgrad. Eine Zusammenfassung der Signalflusspläne, die zu Strang 1 und 2 gehören, ist nicht ohne Weiteres möglich, da die Regler zu Beginn des Lückbetriebs unterschiedliche Startwerte haben.

Der Strangstrom i_{L3} ist bei dem gewählten Beispiel (Abb. 6.5) immer null. Es wird angenommen, dass auch bei einer sich ändernden Stellgröße u_{W3} die Kommutierung auf Strang 3 nicht eingeleitet wird und der Gleichrichter im Lückbetrieb bleibt. Daher hat die Größe u_{W3} im Signalflussplan keine Verbindung zur Regelstrecke (Abb. 6.7). Sobald es zur Kommutierung kommen würde, beginnt der Nichtlückbetrieb. Da diese Betriebsart aber für die Regelung unkritisch ist, wird sie nicht untersucht.

Analyse des Lückbetriebs

Die Analyse des Lückbetriebs erfolgt im Abschnitt 9.3.2. Es werden die Regeldifferenzen und die Stellgrößen der drei Stränge untersucht, die während des Lückbetriebs entstehen. Des Weiteren wird darauf eingegangen, wie mittels einer Nullspannung das Verhalten des Regelkreises verbessert werden kann.

6.3 Regelung des parallelen Filters

Mit einem parallelen Filter können die Harmonischen (Grundschwingsblindstrom, Stromüberschwingungen) im Netzstrom reduziert werden, indem die Harmonischen des Laststromes kompensiert werden. Je nach Anforderung können einzelne Harmonische teilweise oder vollständig kompensiert werden [7]. In dieser Arbeit wird mit dem parallelen Filter eine vollständige Kompensation der Oberschwingungsströme durchgeführt, so dass der Netzstrom sinusförmig wird.

Eine Kompensation der Laststromharmonischen durch ein paralleles Filter ist dann optimal, wenn die Last als Stromquellenmodell betrachtet werden kann [7]. Durch den Betrieb des parallelen Filters würden die Oberschwingungen im Laststrom ansteigen,

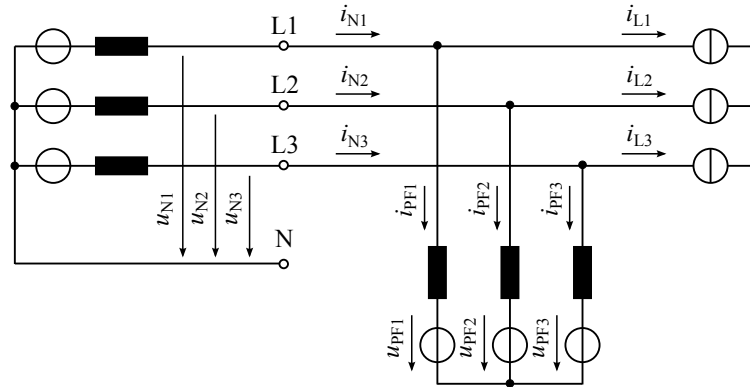


Abb. 6.8: Vereinfachtes Ersatzschaltbild

wenn die zu kompensierende Last (Diodengleichrichter mit Glättungskondensator) ohne das serielle Filter betrieben würde [7, 44]. Der Effekt, dass die Oberschwingungen ansteigen, wird durch die Regelung des seriellen Filters verhindert. Der Laststrom ändert sich durch den Betrieb des parallelen Filters nicht. Er wirkt wie eingepreßt. Daher kann die Reihenschaltung aus seriellen Filter und Gleichrichter als Stromquellenmodell betrachtet werden (Abb. 6.8). Außerdem wird durch die Laststromregelung des seriellen Filters der Oberschwingungsgehalt des Laststromes deutlich verringert, wodurch der Kompensationsaufwand des parallelen Filters erheblich reduziert wird [32].

6.3.1 Regelungsstruktur des parallelen Filters

Die Regelungsstruktur des parallelen Filters wird in Abbildung 6.9 gezeigt. Die Regelung des parallelen Filters erfolgt mit Raumzeigern im ortsfesten Koordinatensystem ($\alpha\beta$ -Raumzeiger). Der Regler R3 ist ein frequenzselektiver PI-Regler mit der Übertragungsfunktion (6.11). Das Stellglied PF ist der Wechselrichter des parallelen Filters. Die Regelgröße ist der Kompensationsstrom i_{PF} . Die Regelung berechnet die Stellgröße $u_{PF, \text{Soll}}$ so, als würde der Laststrom entgegen der eingezeichneten Richtung fließen (Abb. 6.8). Aus diesem Grund wird der Negationsblock eingefügt.

Die Abbildung 6.8 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild der Filterschaltung. Die Filterinduktivität des parallelen Filters gehört zur Regelstrecke RS2. Bezieht das parallele Filter Wirkleistung aus dem Netz oder stellt dem Netz Grundsicherungsblindleistung zu Verfügung, ist für die Regelung des Grundsicherungsstromes auch die Netzimpedanz Teil der Regelstrecke.

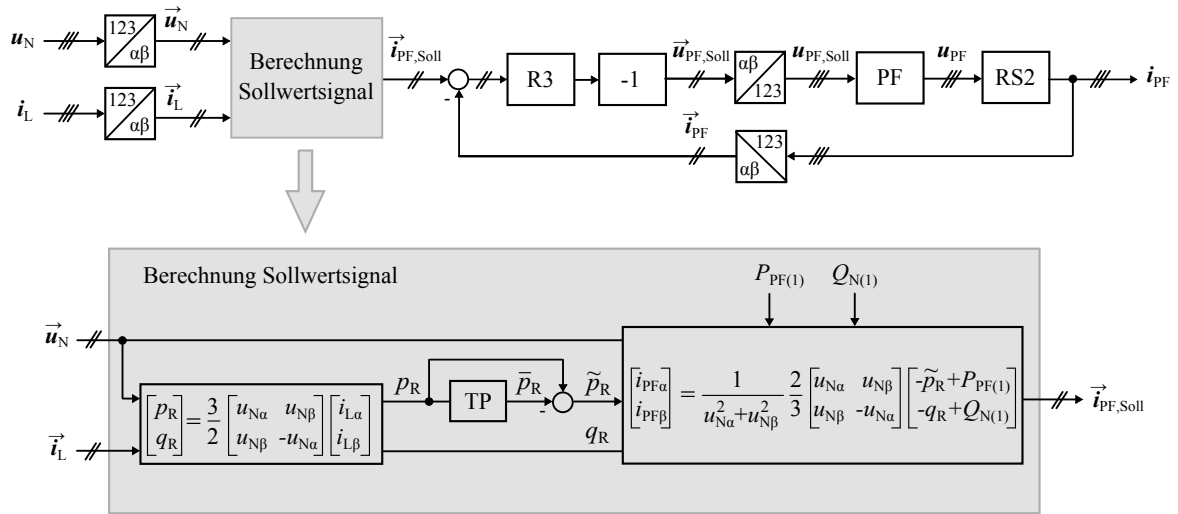


Abb. 6.9: Regelungsstruktur des parallelen Filters (R3: Regler 3, PF: Paralleles Filter, RS2: Regelstrecke 2, TP: Tiefpass)

6.3.2 Berechnung des Kompensationsstromes

Der Kompensationsstrom, den das parallele Filter einspeist, wird aus den Leistungen, die sich aus den Raumzeigern ergeben, ermittelt. Die allgemeinen Leistungsgleichungen (3.36) und (3.37) werden dafür in einer Matrixengleichung (6.33) zusammengefasst.

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (6.33)$$

Für das parallele Filter gilt die Leistungsgleichung (6.34). Durch Umstellen der Gleichung erhält man den Strom des parallelen Filters (6.35) als Funktion von Spannung und Leistung [36, 45].

$$\begin{pmatrix} p_{PF} \\ q_{PF} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_{N\alpha} & u_{N\beta} \\ u_{N\beta} & -u_{N\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{PF\alpha} \\ i_{PF\beta} \end{pmatrix} \quad (6.34)$$

$$\begin{pmatrix} i_{PF\alpha} \\ i_{PF\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{u_{N\alpha}^2 + u_{N\beta}^2} \frac{2}{3} \begin{pmatrix} u_{N\alpha} & u_{N\beta} \\ u_{N\beta} & -u_{N\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{PF} \\ q_{PF} \end{pmatrix} \quad (6.35)$$

Die Leistung des parallelen Filters (6.36) ist die Differenz zwischen der Leistung, die vom Netz bezogen wird, und der Leistung (6.38), die von der Reihenschaltung, beste-

hend aus seriellen Filter und Gleichrichter, aufgenommen wird (Abb. 5.4).

$$\begin{pmatrix} p_{\text{PF}} \\ q_{\text{PF}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{\text{N}} \\ q_{\text{N}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} p_{\text{R}} \\ q_{\text{R}} \end{pmatrix} \quad (6.36)$$

$$\begin{pmatrix} p_{\text{N}} \\ q_{\text{N}} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_{\text{N}\alpha} & u_{\text{N}\beta} \\ u_{\text{N}\beta} & -u_{\text{N}\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{N}\alpha} \\ i_{\text{N}\beta} \end{pmatrix} \quad (6.37)$$

$$\begin{pmatrix} p_{\text{R}} \\ q_{\text{R}} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_{\text{N}\alpha} & u_{\text{N}\beta} \\ u_{\text{N}\beta} & -u_{\text{N}\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{L}\alpha} \\ i_{\text{L}\beta} \end{pmatrix} \quad (6.38)$$

Für den stationären Betrieb können die Leistungen durch Mittelwert und Wechselanteil dargestellt werden. Unter der Annahme einer sinusförmigen Netzspannung sind in (6.39) der Mittelwert \bar{p}_{R} und die Grundschiwingungswirkleistung $P_{\text{R}(1)}$ sowie der Mittelwert \bar{q}_{R} und die Grundschiwingungsblindleistung $Q_{\text{R}(1)}$ identisch [36]. Bei vollständiger Kompensation der Oberschwingungen gibt es keine Wechselanteile \tilde{p}_{N} und \tilde{q}_{N} , so dass für die aufgenommene Leistung aus dem Netz (6.40) gilt. Setzt man (6.39) und (6.40) in (6.36) ein, folgt daraus (6.41).

$$\begin{pmatrix} p_{\text{R}} \\ q_{\text{R}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{p}_{\text{R}} + \tilde{p}_{\text{R}} \\ \bar{q}_{\text{R}} + \tilde{q}_{\text{R}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{\text{R}(1)} + \tilde{p}_{\text{R}} \\ Q_{\text{R}(1)} + \tilde{q}_{\text{R}} \end{pmatrix} \quad (6.39)$$

$$\begin{pmatrix} p_{\text{N}} \\ q_{\text{N}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{p}_{\text{N}} \\ \bar{q}_{\text{N}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{\text{N}(1)} \\ Q_{\text{N}(1)} \end{pmatrix} \quad (6.40)$$

$$\begin{pmatrix} p_{\text{PF}} \\ q_{\text{PF}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\tilde{p}_{\text{R}} - P_{\text{R}(1)} + P_{\text{N}(1)} \\ -\tilde{q}_{\text{R}} - Q_{\text{R}(1)} + Q_{\text{N}(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\tilde{p}_{\text{R}} + P_{\text{PF}(1)} \\ -q_{\text{R}} + Q_{\text{N}(1)} \end{pmatrix} \quad (6.41)$$

Die Gleichung (6.42), mit der das Sollwertsignal des Kompensationsstromes berechnet wird, ergibt sich aus (6.35) und (6.41). Die Größen \tilde{p}_{R} und q_{R} sind die Leistungen, die kompensiert werden. Durch die Werte $P_{\text{PF}(1)}$ und $Q_{\text{N}(1)}$ können die Grundschiwingungswirkleistung des parallelen Filters und die Grundschiwingungsblindleistung, die dem Netz bei Bedarf bereitgestellt werden kann, vorgegeben werden.

$$\begin{pmatrix} i_{\text{PF}\alpha, \text{Soll}} \\ i_{\text{PF}\beta, \text{Soll}} \end{pmatrix} = \frac{1}{u_{\text{N}\alpha}^2 + u_{\text{N}\beta}^2} \frac{2}{3} \begin{pmatrix} u_{\text{N}\alpha} & u_{\text{N}\beta} \\ u_{\text{N}\beta} & -u_{\text{N}\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\tilde{p}_{\text{R}} + P_{\text{PF}(1)} \\ -q_{\text{R}} + Q_{\text{N}(1)} \end{pmatrix} \quad (6.42)$$

Die Abbildung 6.9 zeigt, wie die Berechnung von (6.38) und (6.42) in der Regelung umgesetzt ist. Aus der Leistung p_R wird mit einem Tiefpassfilter der Mittelwert \bar{p}_R erzeugt [36]. Durch anschließende Subtraktion der Größe \bar{p}_R von der Leistung p_R ergibt sich der alternierende Anteil \tilde{p}_R .

7 Zwischenkreise des seriellen Filters

In diesem Kapitel wird die Energie, die auf den Kondensatoren der Zwischenkreise des seriellen Filters gespeichert ist, untersucht. Es werden Möglichkeiten gezeigt, wie ein Energieausgleich zwischen den Zwischenkreisen erfolgen kann. Einen wesentlichen Einfluss hat dabei die Nullspannung, die durch das serielle Filter eingeprägt werden kann.

Um eine bessere Übersichtlichkeit zu erhalten, werden die Größen jedes Zwischenkreises und Wechselrichters nicht separat sondern allgemein mit dem Index (7.1) angegeben.

$$n = 1, 2, 3 \tag{7.1}$$

7.1 Definition der Energie- und Spannungsgrößen

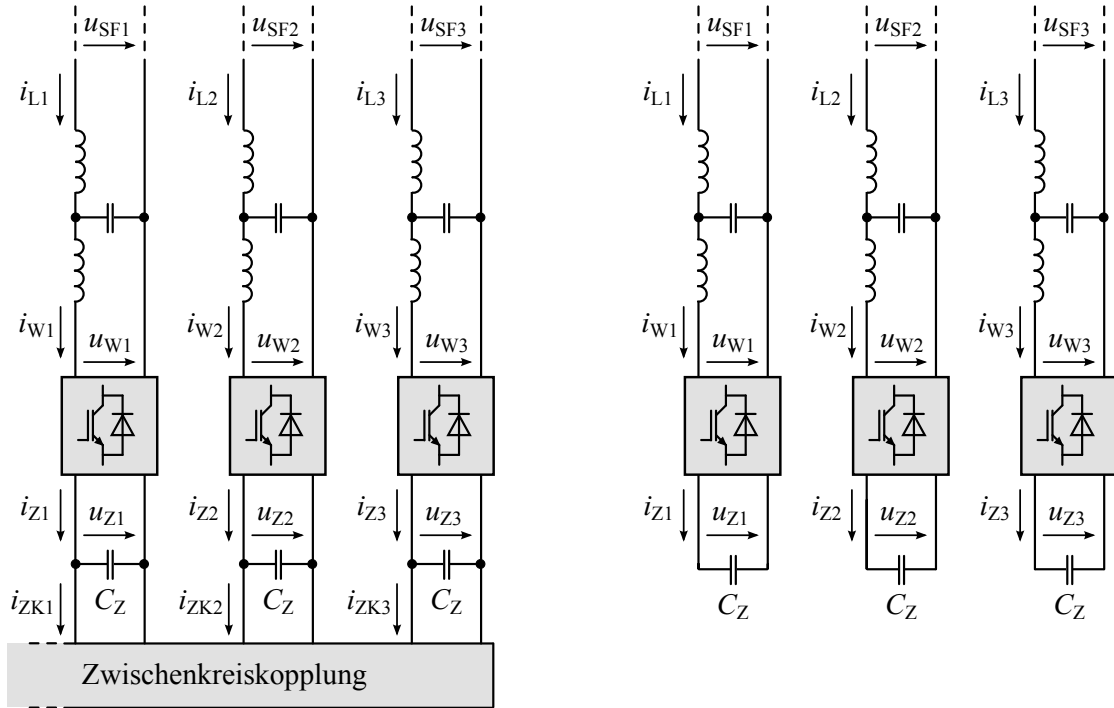
Die Momentanleistung (7.2), die am Kondensator C_Z wirkt, kann aus der Zwischenkreisspannung $u_{Zn}(t)$ und den in der Abbildung 7.1 eingezeichneten Strömen $i_{Zn}(t)$ und $i_{ZKn}(t)$ berechnet werden. Die Leistung wird in die beiden Leistungen (7.3) und (7.4) aufgeteilt, wobei $p_{Zn}(t)$ die Leistung ist, die der Wechselrichter zuführt und $p_{ZKn}(t)$ die Leistung ist, die die Zwischenkreiskopplung zuführt.

$$p_{Cn}(t) = u_{Zn}(t) (i_{Zn}(t) - i_{ZKn}(t)) \tag{7.2}$$

$$p_{Zn}(t) = u_{Zn}(t) i_{Zn}(t) \tag{7.3}$$

$$p_{ZKn}(t) = u_{Zn}(t) i_{ZKn}(t) \tag{7.4}$$

Der Zeitverlauf der Kondensatorenergie (7.5) ergibt sich aus dem Energiewert $w_{Zn}(t_0)$, der zu Beginn des Beobachtungszeitraums im Kondensator gespeichert war, und der Integration der Leistung über die Zeit. Das unbestimmte Integral (7.6) wird folgend Zeitverlauf der Energiedifferenz bzw. Momentanwerte der Energiedifferenz genannt, da es die Abweichung vom Startwert $w_{Zn}(t_0)$ beschreibt.



(a) Mit Zwischenkreiskopplung

(b) Ohne Zwischenkreiskopplung

Abb. 7.1: Serielles Filter

$$w_{Zn}(t) = w_{Zn}(t_0) + \int_{t_0}^t (p_{Zn}(\tau) - p_{ZKn}(\tau)) d\tau \quad (7.5)$$

$$w_{Zn}^*(t) = w_{Zn}(t) - w_{Zn}(t_0) = \int_{t_0}^t (p_{Zn}(\tau) - p_{ZKn}(\tau)) d\tau \quad (7.6)$$

Die Energie $w_{Zn}(t_0 + T)$, die am Ende einer beliebigen Netzperiode gespeichert ist, kann mit (7.7) berechnet werden, wobei $w_{Zn}(t_0)$ die Energie ist, die am Anfang der Netzperiode existierte.

$$w_{Zn}(t_0 + T) = w_{Zn}(t_0) + \int_{t_0}^{t_0+T} (p_{Zn}(t) - p_{ZKn}(t)) dt \quad (7.7)$$

Im stationären Zustand können die Leistungen jeweils durch Mittelwert und Wechselanteil ersetzt werden, woraus (7.8) folgt.

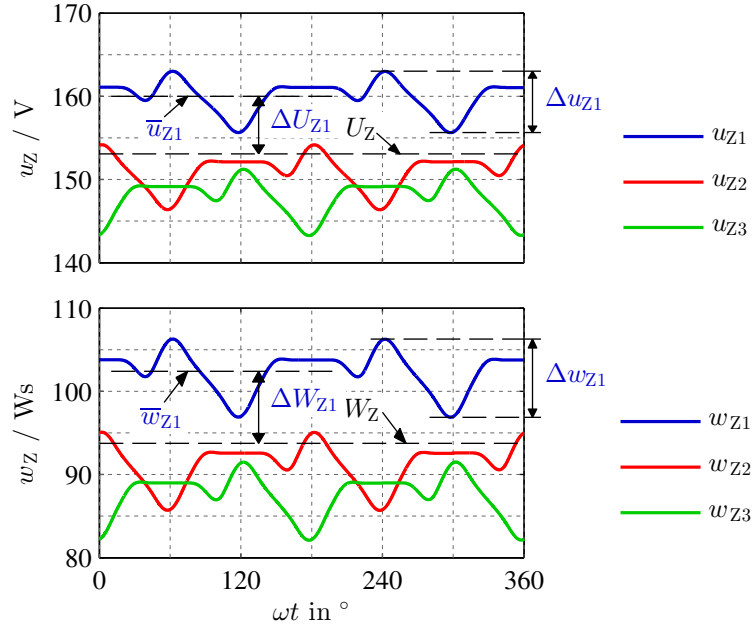


Abb. 7.2: Beispiel für den Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung $u_Z(t)$ und der Zwischenkreisenergie $w_Z(t)$ (Spannungsmittelwert \bar{u}_Z und mittlere Energie \bar{w}_Z , Spannungshub Δu_Z und Energiehub Δw_Z , Spannungsdifferenz ΔU_Z und Energiedifferenz ΔW_Z , gemeinsamer Energiemittelwert W_Z und der dazugehörige Spannungswert U_Z)

$$\begin{aligned}
 w_{Zn}(t_0 + T) &= w_{Zn}(t_0) + \int_{t_0}^{t_0+T} (\bar{p}_{Zn} - \bar{p}_{ZKn}) dt + \int_{t_0}^{t_0+T} (\tilde{p}_{Zn}(t) - \tilde{p}_{ZKn}(t)) dt \\
 &= w_{Zn}(t_0) + (\bar{p}_{Zn} - \bar{p}_{ZKn}) T
 \end{aligned} \tag{7.8}$$

Durch die Regelung ist sicherzustellen, dass die Spannung (7.9) am Kondensator C_Z nur um ihren Mittelwert \bar{u}_{Zn} schwankt und sich somit der Kondensator nicht auf- oder entlädt (Abb. 7.2). Die Spannungsschwankung wird mit $\tilde{u}_{Zn}(t)$ bezeichnet.

$$u_{Zn}(t) = \bar{u}_{Zn} + \tilde{u}_{Zn}(t) \tag{7.9}$$

Damit der Mittelwert der Spannung sich nicht ändert, müssen die gespeicherten Energien am Anfang und Ende einer Netzperiode gleich sein, woraus die Bedingung (7.10) für den stationären Zustand folgt.

$$\bar{p}_{Zn} - \bar{p}_{ZKn} = 0 \tag{7.10}$$

Ein wichtiges Merkmal der Zwischenkreisspannung ist der Spannungshub (7.11). Dieser sollte klein sein, damit die Wechselrichter des seriellen Filters mit einer nahezu konstanten Zwischenkreisspannung arbeiten können. Der Spannungshub ist die Differenz zwischen Minimal- und Maximalwert der Zwischenkreisspannung. Die Zeitpunkte, bei denen die Extremwerte auftreten, werden mit t_{\min} bzw. t_{\max} bezeichnet.

$$\begin{aligned}\Delta u_{Zn} &= u_{Zn,\max} - u_{Zn,\min} = (\bar{u}_{Zn} + \tilde{u}_{Zn}(t_{\max})) - (\bar{u}_{Zn} + \tilde{u}_{Zn}(t_{\min})) \\ &= \tilde{u}_{Zn}(t_{\max}) - \tilde{u}_{Zn}(t_{\min})\end{aligned}\tag{7.11}$$

Zwischen Spannung und Energie des Kondensators besteht der Zusammenhang (7.12). Setzt man (7.9) in die Gleichung ein, folgt daraus (7.13).

$$w_{Zn}(t) = \frac{1}{2} C_Z u_{Zn}^2(t)\tag{7.12}$$

$$w_{Zn}(t) = \frac{1}{2} C_Z (\bar{u}_{Zn}^2 + 2\bar{u}_{Zn}\tilde{u}_{Zn}(t) + \tilde{u}_{Zn}^2(t))\tag{7.13}$$

Der stationäre Zeitverlauf der Kondensatorenergie wird wie in (7.14) in eine mittlere Energie (7.15) und eine Energieschwankung (7.16) aufgeteilt.

$$w_{Zn}(t) = \bar{w}_{Zn} + \tilde{w}_{Zn}(t)\tag{7.14}$$

$$\bar{w}_{Zn} = \frac{1}{T} \int_0^T w_{Zn}(t) dt = \frac{1}{2} C_Z \frac{1}{T} \int_0^T u_{Zn}^2(t) dt = \frac{1}{2} C_Z U_{Zn,\text{eff}}^2\tag{7.15}$$

$$\tilde{w}_{Zn}(t) = w_{Zn}(t) - \bar{w}_{Zn} = \frac{1}{2} C_Z (u_{Zn}^2(t) - U_{Zn,\text{eff}}^2)\tag{7.16}$$

Für die folgenden Betrachtungen ist es zweckmäßig die Energieschwankung $\tilde{w}_{Zn}(t)$ mit (7.13) in die Form (7.17) zu bringen.

$$\begin{aligned}\tilde{w}_{Zn}(t) &= \frac{1}{2} C_Z (\bar{u}_{Zn}^2 + 2\bar{u}_{Zn}\tilde{u}_{Zn}(t) + \tilde{u}_{Zn}^2(t) - U_{Zn,\text{eff}}^2) \\ &= C_Z \tilde{u}_{Zn}(t) \left(\bar{u}_{Zn} + \frac{1}{2} \tilde{u}_{Zn}(t) \right) + \frac{1}{2} C_Z (\bar{u}_{Zn}^2 - U_{Zn,\text{eff}}^2)\end{aligned}\tag{7.17}$$

Der Kondensator ist so auszulegen, dass die Schwankung $\tilde{u}_{zn}(t)$ viel kleiner ist als der Mittelwert \bar{u}_{zn} . Aus der Bedingung (7.18) ergeben sich die Näherungen (7.19) und (7.20).

$$\bar{u}_{zn} \gg |\tilde{u}_{zn}(t)| \quad (7.18)$$

$$U_{zn,\text{eff}}^2 \approx \bar{u}_{zn}^2 \quad (7.19)$$

$$\bar{u}_{zn} + \frac{1}{2} \tilde{u}_{zn}(t) \approx \bar{u}_{zn} \quad (7.20)$$

Durch Einsetzen von (7.19) und (7.20) in (7.15) und (7.17) folgen daraus die Näherungsgleichungen für \bar{w}_{zn} und $\tilde{w}_{zn}(t)$. Es gilt, dass die mittlere Energie (7.21) etwa proportional zum Quadrat des Spannungsmittelwertes ist und dass die Energieschwankung (7.22) etwa proportional zur Spannungsschwankung ist. Die Abbildung 7.2 verdeutlicht diese Proportionalitätsbeziehungen.

$$\bar{w}_{zn} \approx \frac{1}{2} C_Z \bar{u}_{zn}^2 \quad (7.21)$$

$$\tilde{w}_{zn}(t) \approx C_Z \bar{u}_{zn} \tilde{u}_{zn}(t) \quad (7.22)$$

Der Energiehub (7.23), der wesentlichen Einfluss auf die Dimensionierung des Kondensators C_Z hat, ergibt sich aus dem Maximal- und dem Minimalwert der Energie. Die Extremwerte der Energie entstehen zu den Zeitpunkten t_{\min} bzw. t_{\max} , bei denen auch jeweils der Maximal- bzw. der Minimalwert der Spannung erreicht wird, weswegen mit (7.17) die Gleichung (7.24) erstellt werden kann.

$$\begin{aligned} \Delta w_{zn} &= w_{zn,\max} - w_{zn,\min} = (\bar{w}_{zn} + \tilde{w}_{zn}(t_{\max})) - (\bar{w}_{zn} + \tilde{w}_{zn}(t_{\min})) \\ &= \tilde{w}_{zn}(t_{\max}) - \tilde{w}_{zn}(t_{\min}) \end{aligned} \quad (7.23)$$

$$\Delta w_{zn} = C_Z \bar{u}_{zn} (\tilde{u}_{zn}(t_{\max}) - \tilde{u}_{zn}(t_{\min})) + \frac{1}{2} C_Z (\tilde{u}_{zn}^2(t_{\max}) - \tilde{u}_{zn}^2(t_{\min})) \quad (7.24)$$

Unter der Bedingung (7.18) gilt der allgemeine Zusammenhang (7.25) zwischen Energiehub Δw_{zn} und Spannungshub Δu_{zn} . Der Energiehub ist etwa proportional dem

Spannungshub. Das Relationszeichen in (7.25) kann sogar durch ein Gleichheitszeichen ersetzt werden, wenn für die Spannungsschwankung gilt, dass $\tilde{u}_{Zn}(t_{\max})$ und $\tilde{u}_{Zn}(t_{\min})$ betragsmäßig gleich sind.

$$\Delta w_{Zn} \cong C_Z \bar{u}_{Zn} \Delta u_{Zn} \quad (7.25)$$

Bei numerischen Berechnungen, die in dieser Arbeit durchgeführt werden, wird der Energiehub Δw_{Zn} mit Hilfe des Zeitverlaufs der Energiedifferenz $w_{Zn}^*(t_{\min})$ ermittelt. Wenn die Bedingung (7.10) erfüllt ist, besteht ein Unterschied zwischen dem Zeitverlauf der Energiedifferenz (7.6) und der Energieschwankung (7.16) nur dann, wenn sich der Anfangswert $w_{Zn}(t_0)$ vom Mittelwert \bar{w}_{Zn} unterscheidet (Abb. 7.2). Da der Unterschied nur ein konstanter (zeitunabhängiger) Wert sein kann, ist es möglich, den Energiehub wie in (7.26) auch mit den Extremwerten der Energiedifferenz $w_{Zn}^*(t_{\max})$ und $w_{Zn}^*(t_{\min})$ zu berechnen.

$$\Delta w_{Zn} = w_{Zn,\max} - w_{Zn,\min} = w_{Zn}^*(t_{\max}) - w_{Zn}^*(t_{\min}) \quad (7.26)$$

Prinzipiell kann es Unterschiede zwischen den Mittelwerten der Spannungen \bar{u}_{Z1} , \bar{u}_{Z2} und \bar{u}_{Z3} und somit auch zwischen den Mittelwerten der Energien \bar{w}_{Z1} , \bar{w}_{Z2} und \bar{w}_{Z3} der drei Zwischenkreise geben (Abb. 7.2). Diese Unterschiede können mit einem Energieausgleich aufgehoben werden. Der Energieausgleich wird in Abschnitt 7.2.1 beschrieben. Wenn dieser Ausgleich abgeschlossen ist, hat jeder Kondensator die Energie (7.27). Dieser gemeinsame Energiewert W_Z ist der Mittelwert aus den drei mittleren Energien, die zu Beginn des Ausgleichsvorgangs auf den Kondensatoren gespeichert waren. Mit W_Z kann die Spannung (7.28), die sich nach dem Ausgleichsvorgang einstellt, berechnet werden.

$$W_Z = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 \bar{w}_{Zn} \quad (7.27)$$

$$U_Z = \sqrt{\frac{2W_Z}{C_Z}} \quad (7.28)$$

7.2 Nullspannung

Im Abschnitt 4.2 wurde gezeigt, dass die Lastspannung durch eine Nullspannung verändert werden kann. Da eine Nullspannung die Funktionsweise der Filteranlage und auch die des Gleichrichters nicht beeinflusst, ist sie ein wesentlicher Freiheitsgrad. Mit den Nullspannungen, die in folgenden Abschnitten berechnet werden, können die Zwischenkreisspannungen symmetriert und die Dimensionierung des seriellen Filters optimiert werden.

Die Berechnung der Nullspannung ist im Regelkreis (Abb. 6.1) integriert und erfolgt aus den Momentanwerten $\mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t)$ und $i_L(t)$. Da die Regelung in der Raumzeigerebene durchgeführt wird, ist das Spannungssignal $\mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t)$ nullspannungsfrei. Addiert man zu diesem Signal die Nullspannung $\mathbf{u}_{W0,\text{Soll}}(t)$, folgt daraus das nullspannungsbehaftete Signal $\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}(t)$.

$$\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}(t) = \mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t) + \mathbf{u}_{W0,\text{Soll}}(t) = \begin{pmatrix} u'_{W1,\text{Soll}}(t) \\ u'_{W2,\text{Soll}}(t) \\ u'_{W2,\text{Soll}}(t) \end{pmatrix} + u_{W0,\text{Soll}}(t) \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (7.29)$$

Setzt man einen verlustlosen Wechselrichter voraus, kann wie in (7.30) die gleichstromseitige Leistung $p_{Zn}(t)$ mit der wechselstromseitigen Leistung $p_{Wn}(t)$ des Wechselrichters gleichgesetzt werden.

$$p_{Zn}(t) = p_{Wn}(t) = u_{Wn}(t) i_{Wn}(t) \quad (7.30)$$

Da die Energie aus dem zeitlichen Integral der Leistung entsteht, können bei der Berechnung der Energiegrößen die schaltfrequenten Anteile der Leistung, die durch die Pulsweitenmodulation entstehen, vernachlässigt werden. Es kann die Annahme (7.31) getroffen werden. Hierbei ist $u_{Wn,\text{Soll}}(t)$ das zu modulierende (ungepulste) Spannungssignal, das vom Regelkreis berechnet wird und $i_{Ln}(t)$ ist der Laststrom. Der Laststrom stimmt mit dem niederfrequenten Anteil des Stromes $i_{Wn}(t)$ überein, wenn angenommen wird, dass die schaltfrequenten Anteile des Stromes $i_{Wn}(t)$ vollständig durch den Kondensator des LCL-Filters fließen (Abb. 7.1).

$$p_{Zn}(t) = u_{Wn,\text{Soll}}(t) i_{Ln}(t) = (u'_{Wn,\text{Soll}}(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t)) i_{Ln}(t) \quad (7.31)$$

Die Energiegrößen der Zwischenkreise können durch die Leistung $p_{zn}(t)$ des Wechselrichters und durch die Leistung $p_{zkn}(t)$ der Zwischenkreiskopplung beeinflusst werden. Mit der Nullspannung kann nur die Leistung $p_{zn}(t)$ verändert werden. Um die Wirkung der Nullspannung zu zeigen, wird angenommen, dass die Energieänderung vollständig mittels der Leistung $p_{zn}(t)$ des Wechselrichters erfolgt. Aus diesem Grund wird die Leistung $p_{zkn}(t)$ der Zwischenkreiskopplung zu null gesetzt. Durch die Annahme (7.32) sind die Ergebnisse auch auf die Filteranlage ohne Zwischenkreiskopplung übertragbar (Abb. 7.1(b)). Aus (7.6) und (7.7) folgen (7.33) für die Berechnung des Zeitverlaufs der Energiedifferenz $w_{zn}^*(t)$ und (7.34) für die Berechnung der Energie $w_{zn}(t_0 + T)$, die am Ende einer beliebigen Netzperiode gespeichert ist.

$$p_{zkn}(t) = 0 \quad (7.32)$$

$$w_{zn}^*(t) = w_{zn}(t) - w_{zn}(t_0) = \int_{t_0}^t p_{zn}(\tau) d\tau \quad (7.33)$$

$$w_{zn}(t_0 + T) = w_{zn}(t_0) + \int_{t_0}^{t_0+T} p_{zn}(t) dt \quad (7.34)$$

7.2.1 Nullspannung mit symmetrierender Wirkung

In Folge einer Unsymmetrie im System (paralleles Filter, serielles Filter, Netz, Gleichrichter) oder durch transiente Vorgänge können sich die Mittelwerte der Spannungen \bar{u}_{zn} der drei Zwischenkreise unterscheiden (Abb. 7.2). Mit der stromproportionalen Nullspannung, die in diesem Abschnitt behandelt wird, kann ein Energieausgleich durchgeführt werden, wodurch die drei Zwischenkreisspannungen auf den gemeinsamen Spannungswert U_Z zurückgeführt werden.

Es wird angenommen, dass der Energieausgleich ein transienter Vorgang ist, der zwischen zwei stationären Zuständen stattfindet. Für die stationären Zustände können jeweils Mittelwerte berechnet werden. Üblicherweise sind Mittelwerte keine Funktion der Zeit. Hier jedoch werden die Mittelwerte, die sich aus den zwei stationären Zuständen ergeben, einmal dem Beginn des transienten Vorgangs ($t = t_0$) und dem Ende des transienten Vorgangs ($t = t_0 + \Delta t$) zugeordnet. Für die beliebige Größe $g(t)$ werden daher (7.35) und (7.36) definiert. Der Mittelwert $\bar{g}(t_0)$, der für die Periode vor dem Ausgleichsvorgang gilt, ist der Anfangswert des transienten Vorgangs. Der

Endwert $\bar{g}(t_0 + \Delta t)$ des transienten Vorgangs ergibt sich aus der Periode nach dem Ausgleichsvorgang.

$$\bar{g}(t_0) = \frac{1}{T} \int_{t_0-T}^{t_0} g(t) dt \quad (7.35)$$

$$\bar{g}(t_0 + \Delta t) = \frac{1}{T} \int_{t_0+\Delta t}^{t_0+\Delta t+T} g(t) dt \quad (7.36)$$

Aufgrund der verschiedenen Spannungen $\bar{u}_{Zn}(t_0)$ unterscheiden sich auch die Mittelwerte der Energien $\bar{w}_{Zn}(t_0)$, die zu Beginn des Ausgleichsvorgangs in den Kondensatoren gespeichert sind. Durch Energieübertragung wird erreicht, dass am Ende des Ausgleichsvorgangs alle drei Kondensatoren die Energie W_Z gespeichert haben. Diese Energie kann mit (7.27) aus den drei Anfangswerten bestimmt werden. Der gemeinsame Spannungswert U_Z , der sich am Ende des Ausgleichs einstellt, ergibt sich nach (7.28) aus der Energie W_Z . Der Ausgleichsvorgang kann mit (7.37) und (7.38) beschrieben werden. Die Energie ΔW_{Zn} ist die Energie, die benötigt wird, um den Energieausgleich und letztlich die Spannungssymmetrierung durchzuführen.

$$\bar{w}_{Zn}(t_0 + \Delta t) = \bar{w}_{Zn}(t_0) + \Delta W_{Zn} = W_Z \quad (7.37)$$

$$\bar{u}_{Zn}(t_0 + \Delta t) = \bar{u}_{Zn}(t_0) + \Delta U_{Zn} = U_Z \quad (7.38)$$

Je nachdem, ob die Zwischenkreisspannung \bar{u}_{Zn} zu niedrig oder zu hoch ist, muss Energie in den Zwischenkreis eingespeist oder aus dem Zwischenkreis entnommen werden. Aus (7.34) kann die Berechnung des Energieausgleichs (7.39), der innerhalb der Zeit Δt entsteht, hergeleitet werden, wobei \bar{p}_{Zn} die mittlere Leistung ist, die in dieser Zeit am Kondensator umgesetzt wurde.

$$\Delta W_{Zn} = w_{Zn}(t_0 + \Delta t) - w_{Zn}(t_0) = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{Zn}(t) dt = \bar{p}_{Zn} \Delta t \quad (7.39)$$

$$\bar{p}_{Zn} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{Zn}(t) dt = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} (u'_{Wn,\text{Soll}}(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t)) i_{Ln}(t) dt \quad (7.40)$$

Da nur der mit der Nullspannung einhergehende Leistungsanteil (7.41) zum Energieausgleich beiträgt, werden nur dieser Teil und die dazugehörige Energie (7.42) analysiert.

$$p_{Z0n}(t) = u_{W0, \text{Soll}}(t) i_{Ln}(t) \quad (7.41)$$

$$\Delta W_{Z0n} = \bar{p}_{Z0n} \Delta t \quad (7.42)$$

Für den Energieausgleich wird die stromproportionale Nullspannung (7.43) genutzt. Der Faktor r hat die Dimension eines elektrischen Widerstandes. Für die Umsetzung im Regelkreis ist die Dimension nicht bedeutend. Der Regler erzeugt nur ein Signal, welches proportional zum Signal des Laststromes ist. Mit dem Winkel γ wird eingestellt, ob nur zwei oder alle drei Zwischenkreise am Energieausgleich beteiligt werden sollen und welcher Zwischenkreis Energie aufnimmt bzw. abgibt.

$$u_{W0, \text{Soll}}(t) = \frac{2r}{3} (i_{L1}(t) \cos \gamma + i_{L2}(t) \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + i_{L3}(t) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3})) \quad (7.43)$$

Setzt man die stromproportionale Nullspannung in (7.41) ein, ergeben sich daraus drei unterschiedliche Leistungen (7.44) der Wechselrichter.

$$p_{Z01}(t) = \frac{2r}{3} i_{L1}(t) (i_{L1}(t) \cos \gamma + i_{L2}(t) \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + i_{L3}(t) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3})) \quad (7.44a)$$

$$p_{Z02}(t) = \frac{2r}{3} i_{L2}(t) (i_{L1}(t) \cos \gamma + i_{L2}(t) \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + i_{L3}(t) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3})) \quad (7.44b)$$

$$p_{Z03}(t) = \frac{2r}{3} i_{L3}(t) (i_{L1}(t) \cos \gamma + i_{L2}(t) \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + i_{L3}(t) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3})) \quad (7.44c)$$

Wenn angenommen wird, dass Δt ein ganzzahliges Vielfaches einer Netzperiode ist und dass sich wie in Abbildung 7.3 die drei Strangströme während des Ausgleichsvorgangs nicht ändern, können die mittleren Leistungen (7.45) mit dem Stromeffektivwert I_L berechnet werden (s. Anhang A.2).

$$\bar{p}_{Z01} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} p_{Z01}(t) dt = r I_L^2 \cos \gamma \quad (7.45a)$$

$$\bar{p}_{Z02} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} p_{Z02}(t) dt = r I_L^2 \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \quad (7.45b)$$

$$\bar{p}_{z03} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{z03}(t) dt = r I_L^2 \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \quad (7.45c)$$

Für die Energien, die während der Zeit Δt ausgetauscht werden, gilt (7.46). Ein Vergleich dieser Gleichungen mit der stromproportionalen Nullspannung zeigt, dass die Kosinusfunktionen, die mit den einzelnen Strömen in (7.43) verknüpft sind, auch hier auftreten.

$$\Delta W_{z01} = r I_L^2 \Delta t \cos \gamma \quad (7.46a)$$

$$\Delta W_{z02} = r I_L^2 \Delta t \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \quad (7.46b)$$

$$\Delta W_{z03} = r I_L^2 \Delta t \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \quad (7.46c)$$

Im Folgenden wird eine Gleichung hergeleitet, mit der die Kosinusfunktionen aus den unsymmetrischen Zwischenkreisspannungen berechnet werden können. Dazu wird (7.37) umgestellt, woraus (7.47) folgt.

$$-\bar{w}_{z1}(t_0) = \Delta W_{z01} - W_Z \quad (7.47a)$$

$$-\bar{w}_{z2}(t_0) = \Delta W_{z02} - W_Z \quad (7.47b)$$

$$-\bar{w}_{z3}(t_0) = \Delta W_{z03} - W_Z \quad (7.47c)$$

Führt man mit den Anfangswerten (7.47) die Raumzeigertransformation (7.48) durch und transformiert anschließend wieder zurück, erhält man die Energieausgleichswerte (7.49).

$$\begin{pmatrix} \Delta W_{z0\alpha} \\ \Delta W_{z0\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\bar{w}_{z1}(t_0) \\ -\bar{w}_{z2}(t_0) \\ -\bar{w}_{z3}(t_0) \end{pmatrix} \quad (7.48)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta W_{z01} \\ \Delta W_{z02} \\ \Delta W_{z03} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta W_{z0\alpha} \\ \Delta W_{z0\beta} \end{pmatrix} \quad (7.49)$$

Normiert man die Rücktransformation noch auf den Betrag des Raumzeigers, ergeben sich daraus die Kosinusfunktionen (7.50).

$$\begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\Delta W_{Z0\alpha}^2 + \Delta W_{Z0\beta}^2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta W_{Z0\alpha} \\ \Delta W_{Z0\beta} \end{pmatrix} \quad (7.50)$$

Da der Wechselanteil $\tilde{u}_{zn}(t)$ sehr viel kleiner als der Mittelwert \bar{u}_{zn} der Zwischenkreisspannung ist, kann dieser Anteil vernachlässigt werden. Bei Vernachlässigung des Wechselanteils sind die Energiewerte proportional zum Quadrat der Spannungswerte (vgl. (7.21)). Setzt man die Quadrate der Spannungsanfangswerte in die Hintransformation (7.51) ein, ergeben sich die Hilfsgrößen G_α und G_β , die proportional zu $\Delta W_{Z\alpha}$ und $\Delta W_{Z\beta}$ sind. Aus der Rücktransformation (7.53) erhält man daher ebenfalls die Kosinusfunktionen.

$$\begin{pmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\bar{u}_{Z1}^2(t_0) \\ -\bar{u}_{Z2}^2(t_0) \\ -\bar{u}_{Z3}^2(t_0) \end{pmatrix} \quad (7.51)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta W_\alpha \\ \Delta W_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{2} C_Z \begin{pmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{pmatrix} \quad (7.52)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{G_\alpha^2 + G_\beta^2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{pmatrix} \quad (7.53)$$

Das Berechnungsverfahren der Kosinusfunktionen und die daraus folgende stromproportionale Nullspannung können in einem Regelkreis eingefügt werden. Die Stellgröße der Regelung ist die stromproportionale Nullspannung. Als Regelgrößen sind G_α und G_β zu wählen. Die Sollwerte $G_{\alpha,\text{Soll}}$ und $G_{\beta,\text{Soll}}$ sind null, damit im ausgeregelten Zustand $\Delta W_{Z\alpha}$ und $\Delta W_{Z\beta}$ null sind und somit die Differenzen zwischen den drei Zwischenkreisspannungen verschwinden. Als Regler kann ein I-Regler eingesetzt werden, da sich die Regelgrößen aus Mittelwerten ergeben und somit keine besonderen dynamischen Eigenschaften erfüllt werden müssen.

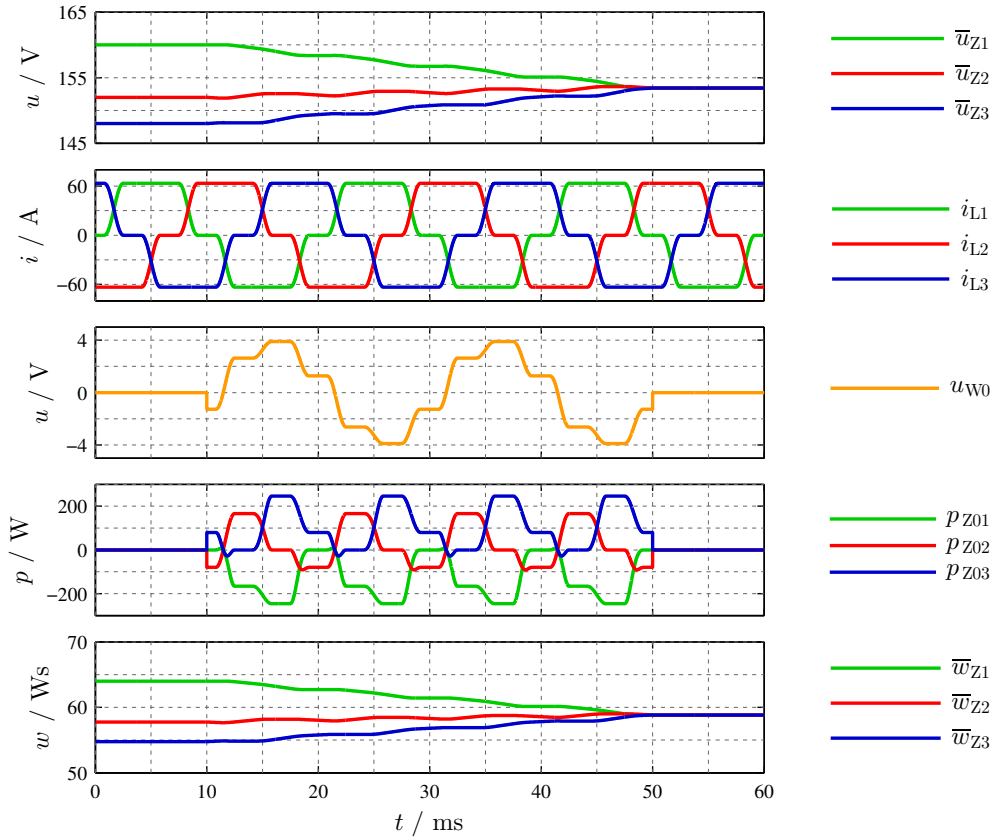


Abb. 7.3: Energieausgleich mittels stromproportionaler Nullspannung u_{W0}
 ($t_0=10$ ms, $t_0 + \Delta t=50$ ms)

Die Wirkungsweise der stromproportionalen Nullspannung soll anhand eines Beispiels erklärt werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.3 dargestellt. Da es sich bei dem Energieausgleich um einen transienten Vorgang handelt, sind die Größen $\bar{u}_{Zn}(t)$ und $\bar{w}_{Zn}(t)$ in der Abbildung 7.3 als gleitende Mittelwerte zu interpretieren.

Es sind die Anfangswerte (7.54) der drei Zwischenkreisspannungen, die Kapazität (7.55) der Zwischenkreiskondensatoren sowie der Effektivwert (7.56) des Laststromes bekannt.

$$\begin{pmatrix} \bar{u}_{Z1}(t_0) \\ \bar{u}_{Z2}(t_0) \\ \bar{u}_{Z3}(t_0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 160 \text{ V} \\ 152 \text{ V} \\ 148 \text{ V} \end{pmatrix} \quad (7.54)$$

$$C_Z = 5 \text{ mF} \quad (7.55)$$

$$I_L = 50 \text{ A} \quad (7.56)$$

Mit den Transformationsgleichungen (7.51) und (7.53) werden die Werte (7.57) der drei Kosinusfunktionen berechnet. Setzt man diese in (7.43) ein, erhält man die Nullspannung (7.58).

$$\begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -0,95 \\ 0,20 \\ 0,75 \end{pmatrix} \quad (7.57)$$

$$u_{W0,\text{Soll}}(t) = \frac{2r}{3} (-0,95 i_{L1}(t), + 0,20 i_{L2}(t) + 0,75 i_{L3}(t)) \quad (7.58)$$

Wird die Nullspannung durch den Regelkreis eingestellt, beginnt der Energieausgleich (Abb. 7.3). Für die Energien, die ausgetauscht werden, gilt (7.59). In diesem Beispiel wird Energie von dem ersten Zwischenkreis auf den zweiten und den dritten Zwischenkreis übertragen. Von der Energie ΔW_{Z01} erhält 21 % der zweite und 79 % der dritte Zwischenkreis.

$$\Delta W_{Z01} = -0,95 r I_L^2 \Delta t \quad (7.59a)$$

$$\Delta W_{Z02} = 0,20 r I_L^2 \Delta t = -0,21 \Delta W_{Z01} \quad (7.59b)$$

$$\Delta W_{Z03} = 0,75 r I_L^2 \Delta t = -0,79 \Delta W_{Z01} \quad (7.59c)$$

Aus (7.49) und (7.52) folgt für die Energieänderung (7.60) des ersten Zwischenkreises. Wie schnell der Energieausgleich erfolgt, kann über den Faktor r eingestellt werden. Soll der Ausgleichsvorgang innerhalb der Zeit (7.61) abgeschlossen sein, muss der Wert (7.62) eingestellt werden. Am Ende des Ausgleichsvorgangs haben alle Kondensatoren jeweils die Spannung (7.63).

$$\Delta W_{Z01} = \Delta W_{Z0\alpha} = \frac{1}{2} C_Z G_\alpha = -5,16 \text{ Ws} \quad (7.60)$$

$$\Delta t = 0,04 \text{ s} \quad (7.61)$$

$$r = \frac{\Delta W_{Z01}}{\cos(\gamma) I_L^2 \Delta t} = 0,0543 \Omega \quad (7.62)$$

$$\bar{u}_{Zn}(t_0 + \Delta t) = U_Z = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 \bar{u}_{Zn}^2(t_0)} = 153,4 \text{ V} \quad (7.63)$$

7.2.2 Nullspannung mit reduzierender Wirkung

In diesem Abschnitt werden zwei verschiedene Nullspannungen berechnet und deren Wirkungen auf den Zwischenkreis miteinander verglichen [46].

Leistungsreduzierende Nullspannung

Mit der leistungsreduzierenden Nullspannung wird der Spannungshub Δu_{Zn} am Zwischenkreiskondensator C_Z verringert (Abb. 7.2), indem der Energiehub Δw_{Zn} reduziert wird. Aus (7.25) kann der Zusammenhang (7.64) zwischen Spannungs- und Energiehub erstellt werden.

$$\Delta u_{Zn} \cong \frac{\Delta w_{Zn}}{C_Z \bar{u}_{Zn}} = \frac{w_{Zn}^*(t_{\max}) - w_{Zn}^*(t_{\min})}{C_Z \bar{u}_{Zn}} \quad (7.64)$$

Im Gegensatz zur stromproportionalen Nullspannung werden mit der leistungsreduzierenden Nullspannung nicht die Mittelwerte \bar{w}_{Zn} , sondern die Momentanwerte der Energiedifferenz $w_{Zn}^*(t)$ verändert. Der Vorgang kann daher als kurzzeitiger Energieausgleich zwischen den drei Zwischenkreisen betrachtet werden.

Aufgrund des Integrals in (7.33) können für die Berechnung der Momentanwerte der Energiedifferenz $w_{Zn}^*(t)$ die schaltfrequenten Anteile vernachlässigt werden. Für die Berechnung wird daher die Leistungsgleichung (7.31) verwendet, woraus (7.65) folgt.

$$w_{Zn}^*(t) = \int_{t_0}^t p_{Zn}(\tau) d\tau = \int_{t_0}^t (u'_{Wn,\text{Soll}}(\tau) + u_{W0,\text{Soll}}(\tau)) i_{Ln}(\tau) d\tau \quad (7.65)$$

Um die Momentanwerte der Energiedifferenz zu reduzieren, wird die *Methode der kleinsten Quadrate* auf die Momentanleistung $p_{Zn}(t)$ angewendet [47]. Die Nullspannung, für die die Summe (7.66) am kleinsten ist, ergibt sich aus der partiellen Ableitung (7.67) und anschließender Umformung nach $u_{W0,\text{Soll}}(t)$. Das Ergebnis (7.68) wird folgend als leistungsreduzierende Nullspannung $u_{0p}(t)$ bezeichnet.

$$f = \sum_{n=1}^3 p_{Zn}^2(t) = \sum_{n=1}^3 (u'_{Wn,\text{Soll}}(t) i_{Ln}(t) + u_{W0,\text{Soll}}(t) i_{Ln}(t))^2 \quad (7.66)$$

$$\frac{\partial f}{\partial u_{W0,\text{Soll}}(t)} = 0 \quad (7.67)$$

$$u_{0p}(t) = u_{W0,\text{Soll}}(t) = - \frac{i_{L1}^2(t) u'_{W1,\text{Soll}}(t) + i_{L2}^2(t) u'_{W2,\text{Soll}}(t) + i_{L3}^2(t) u'_{W3,\text{Soll}}(t)}{i_{L1}^2(t) + i_{L2}^2(t) + i_{L3}^2(t)} \quad (7.68)$$

Die Nullspannung wird leistungsreduzierende Nullspannung genannt, da sie die Momentanleistung, die in den Zwischenkreisen entsteht, reduziert. Die Veränderungen der Momentanleistung und des Energiehubs durch die Nullspannung werden exemplarisch in Abbildung 7.4(b) gezeigt.¹ Vergleicht man den Energiehub mit dem von Fall I (keine Nullspannung) kann eine deutliche Reduzierung festgestellt werden. Allerdings steigt der erforderliche Mindestwert der Zwischenkreisspannung $U_{Z,\min}$ an (Abb. 7.4(a)).

Spannungsoptimierende Nullspannung

Mit der spannungsoptimierenden Nullspannung kann der erforderliche Mindestwert (7.69) der Zwischenkreisspannung reduziert werden. Der Wert $U_{Z,\min}$ wird durch den Spitzenwert \hat{u}_W der Wechselrichterspannung bestimmt (Abb. 7.4(a)).

$$U_{Z,\min} = \hat{u}_W = \max(|u_{Wn,\text{Soll}}(t)|) \quad (7.69)$$

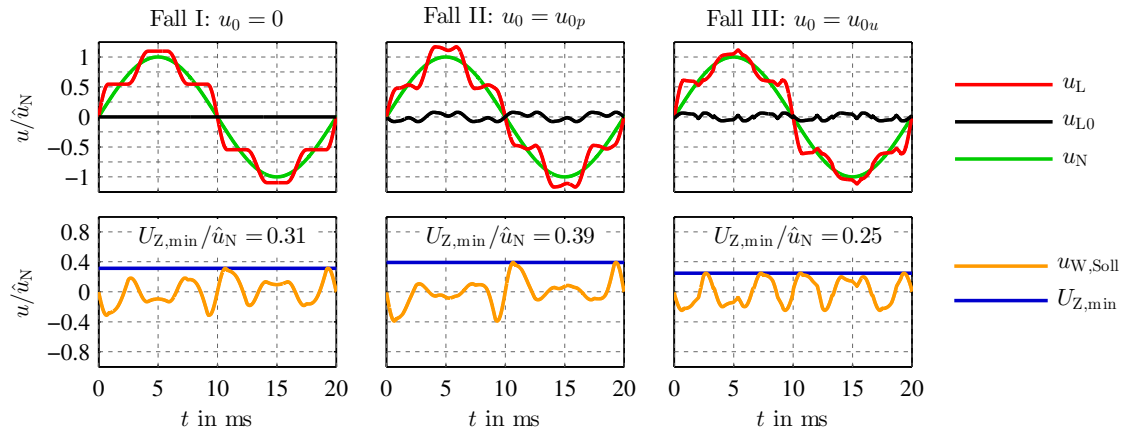
Mit den nullspannungsfreien Signalen $u'_{W1,\text{Soll}}(t)$, $u'_{W2,\text{Soll}}(t)$ und $u'_{W3,\text{Soll}}(t)$, die der Regelkreis ausgibt, kann die spannungsoptimierende Nullspannung berechnet werden. Die Werte (7.70) und (7.71) sind der kleinste und der größte Momentanwert der drei Spannungssignale.

$$u'_{\min}(t) = \min(\{u'_{W1,\text{Soll}}(t), u'_{W2,\text{Soll}}(t), u'_{W3,\text{Soll}}(t)\}) \quad (7.70)$$

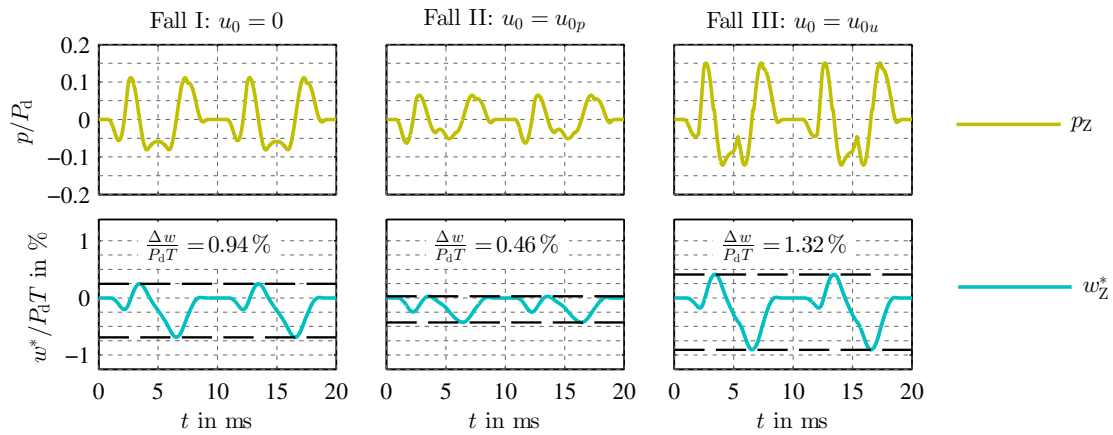
$$u'_{\max}(t) = \max(\{u'_{W1,\text{Soll}}(t), u'_{W2,\text{Soll}}(t), u'_{W3,\text{Soll}}(t)\}) \quad (7.71)$$

Da die Summe der Momentanwerte stets null ist, kann aus $u'_{\min}(t)$ und $u'_{\max}(t)$ der Zentralwert (7.72) ermittelt werden. Der Zentralwert $u_{\text{Med}}(t)$ (Median) ist der mittlere Wert der drei Momentanwerte, wenn diese der Größe nach geordnet sind. Mit (7.73) kann die spannungsoptimierende Nullspannung berechnet werden.

¹Die Abbildung zeigt die Ergebnisse von numerischen Berechnungen (Abschnitt 8.3). Folgende Werte wurden genutzt: $U_N = 230 \text{ V}$, $P_d = 50 \text{ kW}$, $L_{\text{SF}} = 0,5 \text{ mH}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$



(a) Einfluss der Nullspannung auf die Zwischenkreisspannung



(b) Einfluss der Nullspannung auf die Momentanleistung und den Energiehub

Abb. 7.4: Einfluss der Nullspannung ($\kappa = 30^\circ$, Fall I: keine Nullspannung, Fall II: leistungsreduzierende Nullspannung, Fall III: spannungsoptimierende Nullspannung)

$$u_{\text{Med}}(t) = -(u'_{\min}(t) + u'_{\max}(t)) \quad (7.72)$$

$$u_{0u}(t) = \frac{u_{\text{Med}}(t)}{2} = -\frac{u'_{\min}(t) + u'_{\max}(t)}{2} \quad (7.73)$$

Mit dem folgenden Beispiel wird die Wirkungsweise der spannungsoptimierenden Nullspannung gezeigt. Aus den Momentanwerten (7.74) ergibt sich die Nullspannung (7.75). Setzt man diese Nullspannung in (7.29) ein, erhält man die spannungsoptimierten Signale (7.76).

$$\mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t) = \begin{pmatrix} 70 \text{ V} \\ -100 \text{ V} \\ 30 \text{ V} \end{pmatrix} \quad (7.74)$$

$$u_{0u}(t) = -\frac{-100 \text{ V} + 70 \text{ V}}{2} = 15 \text{ V} \quad (7.75)$$

$$\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}(t) = \mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t) + \mathbf{u}_{0u}(t) = \begin{pmatrix} 70 \text{ V} \\ -100 \text{ V} \\ 30 \text{ V} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 15 \text{ V} \\ 15 \text{ V} \\ 15 \text{ V} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 85 \text{ V} \\ -85 \text{ V} \\ 45 \text{ V} \end{pmatrix} \quad (7.76)$$

Wie das Beispiel zeigt, sind zu jedem Zeitpunkt die Extremwerte (7.77) und (7.78) der spannungsoptimierten Signale betragsmäßig gleich groß. Jeder Nullspannungswert, der größer oder kleiner als $u_{0u}(t)$ ist, würde zu einem betragsmäßig größeren Extremwert führen.

$$u_{\min}(t) = \min(\{u_{W1,\text{Soll}}(t), u_{W2,\text{Soll}}(t), u_{W3,\text{Soll}}(t)\}) \quad (7.77)$$

$$u_{\max}(t) = \max(\{u_{W1,\text{Soll}}(t), u_{W2,\text{Soll}}(t), u_{W3,\text{Soll}}(t)\}) \quad (7.78)$$

$$u_{\max}(t) = -u_{\min}(t) \quad (7.79)$$

Wie der Fall III in der Abbildung 7.4(a) zeigt, werden mit der spannungsoptimierenden Nullspannung der kleinste Spitzenwert der Signale $\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}(t)$ und somit auch der kleinste erforderliche Mindestwert der Zwischenkreisspannung $U_{Z,\min}$ erreicht.

8 Dimensionierung der Bauelemente

In diesem Kapitel werden die Halbleiter und die Zwischenkreiskondensatoren der Filteranlage dimensioniert. Es wird angenommen, dass die Anlage verlustlos arbeitet und die Zwischenkreiskopplung nicht benötigt wird. Ohne Zwischenkreiskopplung kann mit dem parallelen und dem seriellen Filter nur Blindleistung bereitgestellt werden. Die Dimensionierung gilt daher nur für die Stellvariante der Gleichspannung, bei der nur Blindleistung benötigt wird (Fall A im Abschnitt 5.2.2).

Weiterhin wird angenommen, dass das parallele Filter die Laststromüberschwingungen und den Grundswingungsblindanteil des Laststromes vollständig kompensiert, so dass die Netzgrößen (8.1) und (8.2) sinusförmig sind und zueinander in Phase liegen.

$$\mathbf{u}_N(t) = \sqrt{2} U_N \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (8.1)$$

$$\mathbf{i}_N(t) = \frac{\sqrt{2} P_d}{3 U_N} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (8.2)$$

In den folgenden Abschnitten wird der Einfluss verschiedener Parameter (κ , $\varphi_{L(1)}$, L_{PF} , L_{SF} , u_0) auf die Dimensionierung analysiert. Die Analyse wurde mit dem Programm MATLAB[®] durchgeführt. Für alle Berechnungen wurde eine Netzspannung U_N von 230 V vorgegeben. Die Dimensionierung ist abhängig von der Leistung P_d der Last. In den Abschnitten 8.1 bis 8.2.3 wurde die Leistung zunächst immer auf 50 kW festgelegt, damit die Ergebnisse miteinander verglichen werden können. In weiteren Ausführungen werden dann auch Ergebnisse für andere Leistungswerte angegeben.

8.1 Kompensationsgrößen

Die Dimensionierung wird wesentlich beeinflusst von den Zeitverläufen der Kompensationsspannung \mathbf{u}_{SF} und des Kompensationsstromes \mathbf{i}_{PF} (Abb. 5.1). Die Kompensationsgrößen (8.3) und (8.4) sind abhängig vom Kommutierungswinkel κ und vom Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$. Sie berechnen sich aus der Differenz von Netzgrößen und winkelabhängigen Lastgrößen.

$$\mathbf{u}_{\text{SF}}(t, \kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) = \mathbf{u}_{\text{N}}(t) - \mathbf{u}_{\text{L}}(t, \kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) \quad (8.3)$$

$$\mathbf{i}_{\text{PF}}(t, \kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) = \mathbf{i}_{\text{N}}(t) - \mathbf{i}_{\text{L}}(t, \kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) \quad (8.4)$$

Um den Einfluss des Kommutierungswinkels κ auf die Dimensionierung zu untersuchen, wird er im Bereich (8.5) variiert. Im Abschnitt 8.3 wird gezeigt, dass es notwendig ist, den Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$ klein einzustellen, um kleine Werte für die Zwischenkreisspannung des seriellen Filters zu erhalten. Der Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$ wird daher im Bereich (8.6) variiert.

$$1^\circ < \kappa < 59^\circ \quad (8.5)$$

$$-20^\circ \leq \varphi_{\text{L}(1)} \leq 20^\circ \quad (8.6)$$

Die Lastgrößen \mathbf{u}_{L} und \mathbf{i}_{L} können mit der Regelung der Filteranlage eingestellt werden. Der Kommutierungswinkel κ bestimmt die Form der Lastgrößen. Durch die Vorgabe des Lastwinkels $\varphi_{\text{L}(1)}$ kann die Phasenverschiebung der Lastgrößen gegenüber der Netzspannung eingestellt werden. Die Spitzenwerte der Lastgrößen sind für Winkelbereiche (8.5) und (8.6) nur geringfügig von den Winkeln abhängig, da diese durch die Gleichgrößen (8.7) und (8.8) bestimmt werden.

Setzt man (5.50) in (5.58) ein, erhält man die Gleichspannung (8.7) des Gleichrichters in Abhängigkeit der Winkel κ und $\varphi_{\text{L}(1)}$. Mit der Gleichspannung und der Leistung P_{d} der Last kann der Gleichstrom (8.8) berechnet werden.

$$U_{\text{d}}(\kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) = 3 c_i(\kappa) U_{\text{N}} \cos \varphi_{\text{L}(1)} \quad (8.7)$$

$$I_{\text{d}}(\kappa, \varphi_{\text{L}(1)}) = \frac{P_{\text{d}}}{U_{\text{d}}(\kappa, \varphi_{\text{L}(1)})} \quad (8.8)$$

Für die Winkelbereiche (8.5) und (8.6) ergeben sich für die Gleichspannung und den Gleichstrom die Extremwerte (8.9) und (8.10).

$$U_{d,\min} = U_d(59^\circ, \pm 20^\circ) = 493 \text{ V}, \quad I_{d,\max} = I_d(59^\circ, \pm 20^\circ) = 101 \text{ A} \quad (8.9)$$

$$U_{d,\max} = U_d(1^\circ, 0^\circ) = 538 \text{ V}, \quad I_{d,\min} = I_d(1^\circ, 0^\circ) = 93 \text{ A} \quad (8.10)$$

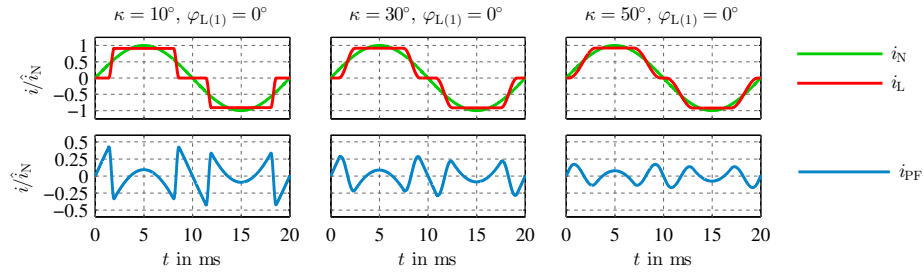
Die Winkel haben in den angegebenen Bereichen nur geringen Einfluss auf die Gleichspannung und den Gleichstrom. Wesentlich größer ist jedoch der Einfluss auf die Zeitverläufe der Kompensationsgrößen. Durch die Variation der Winkel, wie sie in den Abbildungen 8.1 und 8.2 zu sehen ist, entstehen unterschiedliche Zeitverläufe der Lastgrößen und letztlich auch der Kompensationsgrößen.

Die Abbildungen 8.1(a) und 8.2(a) zeigen den Einfluss des Kommutierungswinkels. Der Lastwinkel ist stets null. Je größer der Kommutierungswinkel ist, desto größer ist auch der Spitzenwert \hat{u}_{SF} der Kompensationsspannung, aber desto kleiner ist der Spitzenwert \hat{i}_{PF} des Kompensationsstromes.

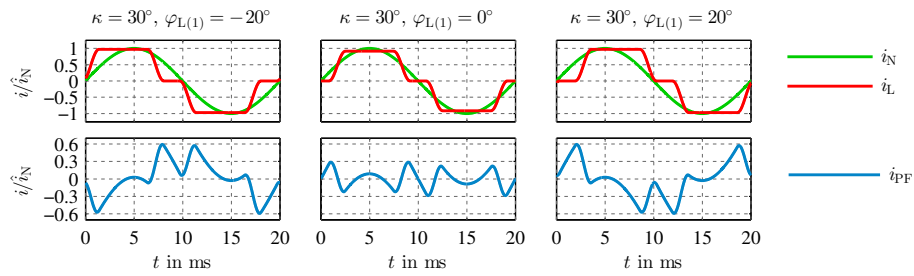
Der Einfluss des Lastwinkels auf die Kompensationsgrößen wird in den Abbildungen 8.1(b) und 8.2(b) deutlich. Der Kommutierungswinkel ist stets 30° . Ist der Lastwinkel null, sind die Spitzenwerte \hat{u}_{SF} und \hat{i}_{PF} am geringsten. Ist der Lastwinkel ungleich null, treten zusätzlich Grundschwingungskomponenten auf, die zur Vergrößerung der Spitzenwerte führen.

Die Spitzenwerte des Kompensationsstromes sind jeweils deutlich kleiner als die Amplitude des Netzstromes. Diese kleinen Spitzenwerte werden durch die Laststromregelung des seriellen Filters erreicht. Ohne das serielle Filter müsste das parallele Filter einen viel größeren Kompensationsstrom einspeisen.

In welchem Maße die winkelabhängigen Kompensationsgrößen die Dimensionierung des parallelen und seriellen Filters beeinflussen, wird in den nächsten Abschnitten untersucht.

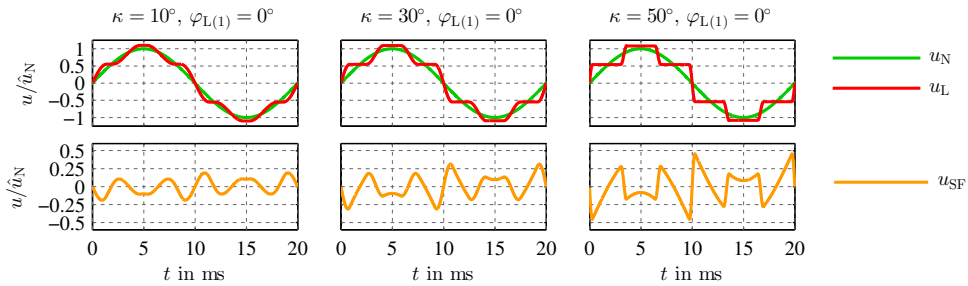


(a) Einfluss des Kommutierungswinkels κ

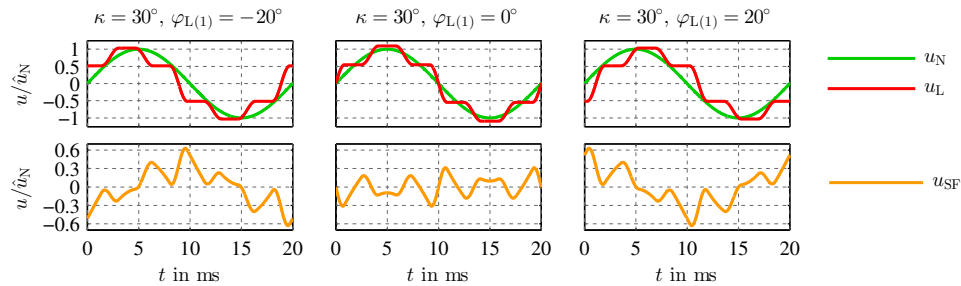


(b) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$

Abb. 8.1: Einfluss des Kommutierungswinkels κ und des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ auf den Kompensationsstrom i_{PF}



(a) Einfluss des Kommutierungswinkels κ



(b) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$

Abb. 8.2: Einfluss des Kommutierungswinkels κ und des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ auf die Kompensationsspannung u_{SF}

8.2 Schalteistung

Die Schalteistung wird als Maß für den Halbleiteraufwand genutzt. Sie ergibt sich aus der maximalen Spannung, die der Halbleiter sperren muss, und dem maximalen Strom, der durch den Halbleiter fließt [48]. Die Schalteistung (8.11) eines Halbleiters des parallelen Filters ist das Produkt aus dem Spitzenwert des Kompensationsstromes und der Zwischenkreisspannung des parallelen Filters. Entsprechend ergibt sich die Schalteistung (8.12) eines Halbleiters des seriellen Filters aus dem Spitzenwert des Laststromes und der Zwischenkreisspannung des seriellen Filters.

$$S_{\text{HL,PF}} = U_{\text{Z,PF}} \hat{i}_{\text{PF}} \quad (8.11)$$

$$S_{\text{HL,SF}} = U_{\text{Z,SF}} \hat{i}_{\text{L}} \quad (8.12)$$

8.2.1 Schalteistung der Halbleiter des parallelen Filters

Die Abbildung 8.3 zeigt den Spitzenwert \hat{i}_{PF} des Kompensationsstromes in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ . Je größer der Kommutierungswinkel ist, umso kleiner ist der Spitzenwert. Wird der Laststrom um den Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$ verschoben, steigt der Spitzenwert aufgrund von zusätzlichen Grundschwingungsblindanteilen an.

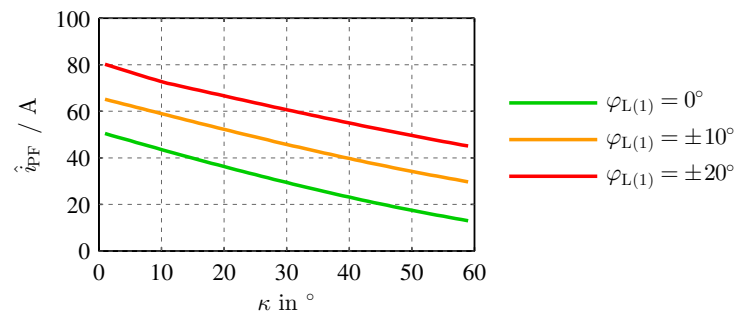


Abb. 8.3: Einfluss des Kommutierungswinkels κ und des Lastwinkels $\varphi_{\text{L}(1)}$ auf den Spitzenwert \hat{i}_{PF} des Kompensationsstromes ($P_{\text{d}} = 50 \text{ kW}$, $U_{\text{N}} = 230 \text{ V}$)

Die erforderliche Zwischenkreisspannung für das parallele Filter wird mit Raumzeigern berechnet. Die Raumzeiger des Kompensationsstromes und der Netzspannung werden mit der Transformationsgleichung (6.1) gebildet. Die Abbildung 8.4 zeigt das Ersatzschaltbild, welches Grundlage der Berechnung ist. Die Spannungsquellen, die in Abbil-

dung 6.8 den Wechselrichter vereinfacht darstellen, werden zu einer Spannungsquelle in der Raumzeigerdarstellung.

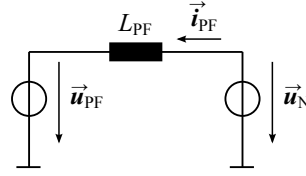


Abb. 8.4: Ersatzschaltbild in der Raumzeigerebene

Aus dem Ersatzschaltbild kann die Gleichung (8.13) für den Raumzeiger der Wechselrichterausgangsspannung abgeleitet werden. Mit (8.14) wird der Betrag dieses Raumzeigers berechnet.

$$\vec{u}_{PF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}) = \vec{u}_N(t) - L_{PF} \frac{d \vec{i}_{PF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)})}{dt} \quad (8.13)$$

$$|\vec{u}_{PF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF})| = \sqrt{u_{PF\alpha}^2(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}) + u_{PF\beta}^2(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF})} \quad (8.14)$$

Der Stellbereich des dreiphasigen Wechselrichters des parallelen Filters hat in der Raumzeigerebene die Form eines gleichseitigen Sechsecks [38]. Mit (8.15) kann der Radius des größtmöglichen Kreises innerhalb des Sechsecks berechnet werden. Da der Kreis innerhalb des Sechsecks liegt, können alle Spannungsraumzeiger, deren Betrag nicht größer als der Wert (8.15) ist, moduliert werden. Stellt man (8.15) um und ersetzt u_{Kr} durch den maximalen Spannungsraumzeiger (8.16), erhält man die Gleichung (8.17) zur Berechnung der erforderlichen Zwischenkreisspannung $U_{Z,PF}$ in Abhängigkeit der Winkel κ und $\varphi_{L(1)}$.

$$u_{Kr} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{Z,PF} \quad (8.15)$$

$$u_{\max}(\kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}) = \max |\vec{u}_{PF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF})| \quad (8.16)$$

$$U_{Z,PF}(\kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}) = \sqrt{3} u_{\max}(\kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}) \quad (8.17)$$

Die Grafiken in der Abbildung 8.5 zeigen die erforderliche Zwischenkreisspannung $U_{Z,PF}$ in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ . Sowohl in Abbildung 8.5(a) als auch in Abbildung 8.5(b) wird deutlich, je kleiner der Kommutierungswinkel wird, desto größer wird die Zwischenkreisspannung. Der Anstieg der Spannung ist auf den Zeitver-

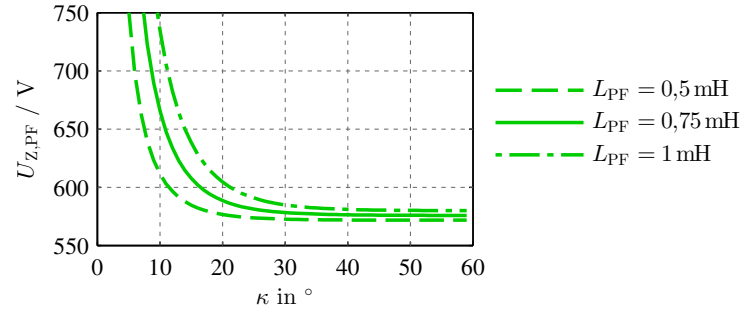
lauf des Kompensationsstromes zurückzuführen. Denn je kleiner der Kommutierungswinkel wird, desto größer sind auch die Stromänderungen, die im Zeitverlauf vorkommen (Abb. 8.2(a)).

Der Einfluss der Filterinduktivität L_{PF} wird in Abbildung 8.5(a) dargestellt. Je kleiner die Filterinduktivität ist, desto geringer ist auch die erforderliche Zwischenkreisspannung. Prinzipiell ist der Einfluss der Filterinduktivität im Bereich großer Kommutierungswinkel geringer. Da in diesem Bereich die Stromänderungen kleiner sind, wird die erforderliche Zwischenkreisspannung hauptsächlich durch die Netzspannung bestimmt (vgl. (8.13)).

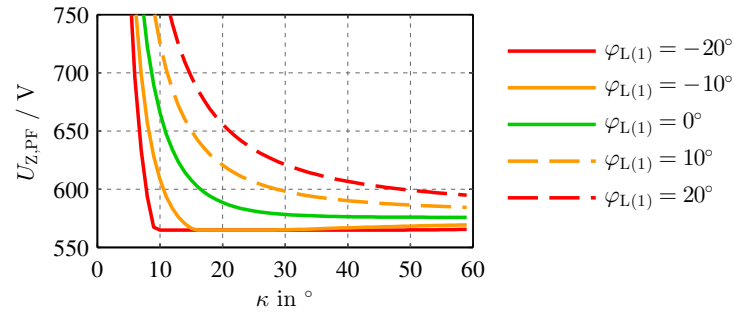
Aus Abbildung 8.5(a) kann auch der Einfluss der Pulsfrequenz des Wechselrichters abgeleitet werden. Die Filterinduktivität kann umso kleiner gewählt werden, je größer die Pulsfrequenz des Wechselrichters ist. Somit kann mit einer hohen Pulsfrequenz auch die Zwischenkreisspannung verringert werden.

Eine Vergrößerung der Leistung P_d der Last führt zu einem größeren Kompensationsstrom und somit zu einer größeren Stromänderung. In Gleichung (8.13) wird deutlich, dass der Spannungsfall über der Induktivität proportional zur Stromänderung und zur Induktivität ist. Somit hat die Vergrößerung der Leistung die gleiche Auswirkung wie die Vergrößerung der Induktivität.

Die Abbildung 8.5(b) zeigt, dass die erforderliche Zwischenkreisspannung auch abhängig vom Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ ist. Ist der Winkel positiv, eilt die (ohmsch-induktive) Grundschiwingung des Laststromes der Netzspannung nach. Für negative Winkel ist die (ohmsch-kapazitive) Stromgrundschiwingung vorausseilend. Wie die Abbildung 8.1(b) zeigt, ergeben sich für negative und positive Winkel, die betragsmäßig gleich sind, Kompensationsströme, die sich nur in der Phasenlage unterscheiden und somit die gleichen Stromänderungen aufweisen. Dennoch führen negative Winkel zu einer Verringerung der erforderlichen Zwischenkreisspannung, da das parallele Filter einen induktiven Grundschiwingungsstrom bezieht, mit dem der kapazitive Anteil der Laststromgrundschiwingung kompensiert wird. Betrachtet man nur die Grundschiwingungen, ist die Amplitude der Wechselrichterspannung kleiner als die der Netzspannung einzustellen, damit vom parallelen Filter ein induktiver Grundschiwingungsstrom aufgenommen wird. Für die Aufnahme eines kapazitiven Grundschiwingungsstromes ist die Amplitude der Wechselrichterspannung größer als die der Netzspannung einzustellen.



(a) Einfluss der Filterinduktivität L_{PF} ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)



(b) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ($L_{PF} = 0,75 \text{ mH}$)

Abb. 8.5: Erforderliche Zwischenkreisspannung $U_{Z,PF}$ des parallelen Filters in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ ($P_d = 50 \text{ kW}$, $U_N = 230 \text{ V}$)

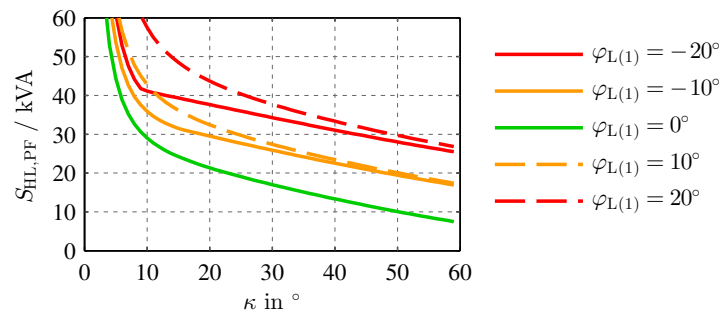


Abb. 8.6: Schaltleistung $S_{HL,PF}$ eines Halbleiters des parallelen Filters in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ und des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ($P_d = 50 \text{ kW}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $L_{PF} = 0,75 \text{ mH}$)

Um die Schaltleistung (8.11) des parallelen Filters zu bestimmen, werden die Spannungskennlinien der Abbildung 8.5(b) mit den dazugehörigen Stromkennlinien der Abbildung 8.3 multipliziert. Die Abbildung 8.6 zeigt die Schaltleistung $S_{\text{HL,PF}}$ bezogen auf einen Halbleiter in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels. Die Schaltleistung nimmt kontinuierlich mit größer werdendem Kommutierungswinkel ab. Wenn der Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$ null ist, wird unabhängig vom Kommutierungswinkel die geringste Schaltleistung erreicht.

8.2.2 Schaltleistung der Halbleiter des seriellen Filters

In die Dimensionierung der Halbleiter des seriellen Filters gehen der Spitzenwert \hat{i}_{L} des Laststromes und die Zwischenkreisspannung $U_{\text{Z,SF}}$ des seriellen Filters ein. Der Spitzenwert des Laststromes kann mit (8.8) berechnet werden, da dieser identisch mit dem Gleichstrom ist. Wie Abbildung 8.7 zeigt, steigt der Spitzenwert mit zunehmendem Kommutierungswinkel κ leicht an. Da mit größer werdendem Lastwinkel $\varphi_{\text{L}(1)}$ die Gleichspannung (8.7) abnimmt, nehmen bei konstanter Leistung P_{d} der Gleichstrom und somit auch der Spitzenwert des Laststromes zu.

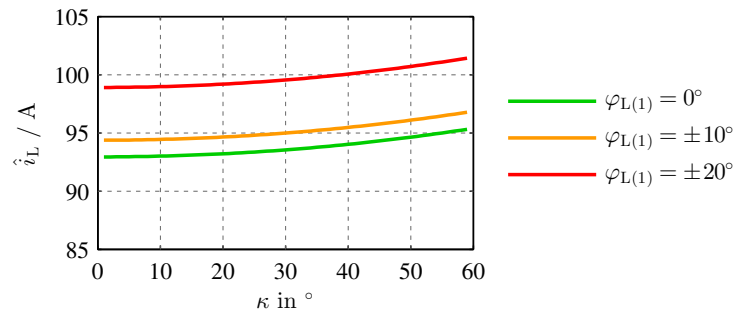


Abb. 8.7: Einfluss des Kommutierungswinkels κ und des Lastwinkels $\varphi_{\text{L}(1)}$ auf den Spitzenwert \hat{i}_{L} des Laststromes ($P_{\text{d}} = 50 \text{ kW}$, $U_{\text{N}} = 230 \text{ V}$)

Die Berechnung der erforderlichen Zwischenkreisspannung $U_{\text{Z,SF}}$ basiert auf dem in Abbildung 8.8 dargestellten einphasigen Ersatzschaltbild. Das LCL-Filter, welches jeweils an den Wechselrichtern des seriellen Filters angeschlossen ist, wird nur durch eine Filterinduktivität berücksichtigt. Die Filterkapazität wird vernachlässigt. Die Induktivität L_{SF} ist die Summe der zwei Filterinduktivitäten des eigentlichen LCL-Filters (Abb. 7.1).

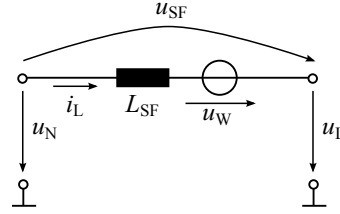


Abb. 8.8: Einphasiges Ersatzschaltbild des seriellen Filters

Die Wechselrichterspannung (8.19) des seriellen Filters ist die Differenz von Kompensationsspannung (8.18) und der Spannung über der Filterinduktivität. In den Zwischenintervallen, in denen keine Kommutierung stattfindet, ist der Laststrom konstant. Somit ist in diesen Intervallen die Wechselrichterspannung gleich der Kompensationsspannung, da es keine Stromänderung gibt. Während eines Kommutierungsintervalls führt die Stromänderung zu einer Spannung über der Induktivität, weshalb sich die Momentanwerte der Wechselrichterspannung und die der Kompensationsspannung unterscheiden.

$$u_{SF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)}) = u_N(t) - u_L(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, u_0) \quad (8.18)$$

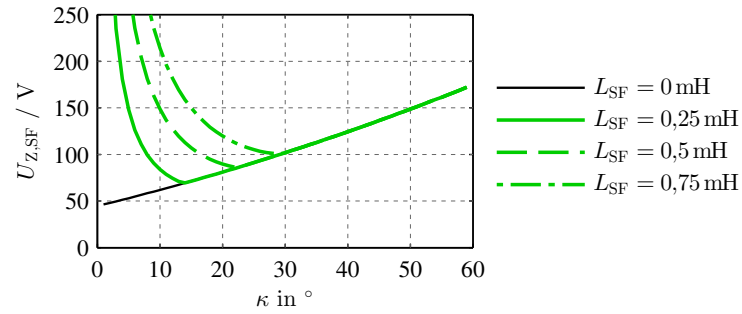
$$u_W(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, u_0, L_{SF}) = u_{SF}(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, u_0) - L_{SF} \frac{d i_L(t, \kappa, \varphi_{L(1)})}{dt} \quad (8.19)$$

Die erforderliche Zwischenkreisspannung (8.20) entspricht dem Spitzenwert der Wechselrichterspannung.

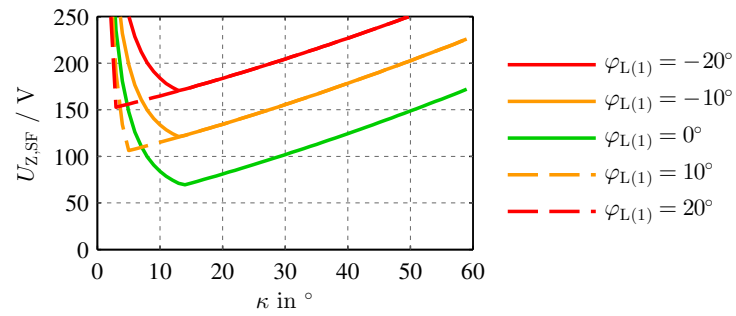
$$U_{Z,SF}(\kappa, \varphi_{L(1)}, u_0, L_{SF}) = \hat{u}_W = \max(|u_W(t, \kappa, \varphi_{L(1)}, u_0, L_{SF})|) \quad (8.20)$$

Die Abbildung 8.9 zeigt den Einfluss verschiedener Parameter auf die Zwischenkreisspannung. In jeder Grafik wird deutlich, dass die Zwischenkreisspannung im Bereich mittlerer Kommutierungswinkel am geringsten ist.

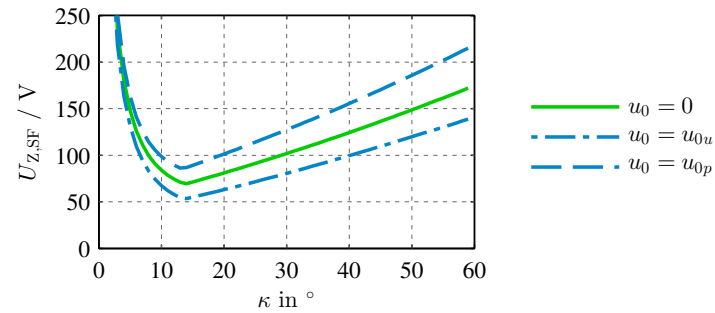
Der Anstieg der erforderlichen Zwischenkreisspannung im Bereich kleiner Kommutierungswinkel ist durch die große Stromänderungen bedingt, die während der Kommutierungsvorgänge vorkommen. Wird ein kleiner Kommutierungswinkel eingestellt, liegt der Spitzenwert der Wechselrichterspannung in einem Kommutierungsintervall. Je kleiner der Winkel wird, umso größer wird die Stromänderung, was zur Folge hat, dass die Spannung über der Filterinduktivität ansteigt.



(a) Einfluss der Filterinduktivität L_{SF} ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$, $u_0 = 0$)



(b) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ($L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $u_0 = 0$)



(c) Einfluss der Nullspannung u_0 ($L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

Abb. 8.9: Erforderliche Zwischenkreisspannung $U_{Z,SF}$ des seriellen Filters in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ ($P_d = 50 \text{ kW}$, $U_N = 230 \text{ V}$)

Wie die Abbildung 8.9(a) zeigt, wird der Anstieg der erforderlichen Zwischenkreisspannung umso größer, je größer die Filterinduktivität L_{SF} ist. Wäre es möglich, die Pulsfrequenz unendlich groß einzustellen, könnte man auf die Filterinduktivität verzichten. Ohne Filterinduktivität ist gemäß (8.19) die Wechselrichterspannung gleich der Kompensationsspannung. Dieser Fall wird in Abbildung 8.9(a) durch die schwarz gezeichnete Kennlinie ($L_{\text{SF}} = 0 \text{ mH}$) dargestellt. Vergleicht man diese Kennlinie mit den anderen der Grafik, wird deutlich, dass die Filterinduktivität keine Auswirkung auf den Bereich größerer Kommutierungswinkel hat. Denn für größere Kommutierungswinkel wird der Spitzenwert der Wechselrichterspannung während eines Zwischenintervalls erreicht und somit wird die erforderliche Zwischenkreisspannung vom Zeitverlauf der Kompensationsspannung (8.18) bestimmt.

Der Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{\text{L}(1)}$ auf die erforderliche Zwischenkreisspannung wird in Abbildung 8.9(b) gezeigt. Ist der Winkel ungleich null, ist die Grundschiwingung der Lastspannung gegenüber der Netzspannung phasenverschoben. Die Phasenverschiebung führt zur Vergrößerung der Kompensationsspannung u_{SF} (Abb. 8.2(b)) und folglich zum Anstieg der erforderlichen Zwischenkreisspannung. Ist der Lastwinkel positiv, eilt der (ohmsch-induktive) Laststrom nach. Wegen der Filterinduktivität würde der Strom auch nacheilen, wenn die Wechselrichterspannung null wäre. Die Filterinduktivität wirkt wie eine Kommutierungs-drossel, weshalb eine größere Kompensationsspannung benötigt wird, um ein vorausseilenden (ohmsch-kapazitiven) Laststrom zu erzeugen. Dieser Effekt führt im Bereich kleiner Kommutierungswinkel zu unterschiedlichen Kennlinien bei betragsgleichen Lastwinkeln.

Wird durch die Wechselrichter des seriellen Filters eine Wechselrichterspannung mit einer Nullkomponente u_0 erzeugt (Abschnitt 7.2.2), verändert sich dadurch die erforderliche Zwischenkreisspannung (Abb. 8.9(c)). Mit der spannungsoptimierenden Nullspannung u_{0u} reduziert sich der Wert der Zwischenkreisspannung. Hingegen erhöht sich der Wert mit der leistungsreduzierenden Nullspannung u_{0p} .

Die Abbildung 8.10 zeigt die Schaltleistung $S_{\text{HL,SF}}$ des seriellen Filters bezogen auf einen Halbleiter. Die Schaltleistung ergibt sich nach (8.12) aus der Multiplikation der Stromkennlinien der Abbildung 8.7 und der Spannungskennlinien der Abbildungen 8.9(b) und 8.9(c). Da der Kommutierungswinkel auf den Spitzenwert \hat{i}_{L} nur geringen Einfluss hat, ist der Verlauf der Kennlinien ähnlich der Spannungskennlinien.

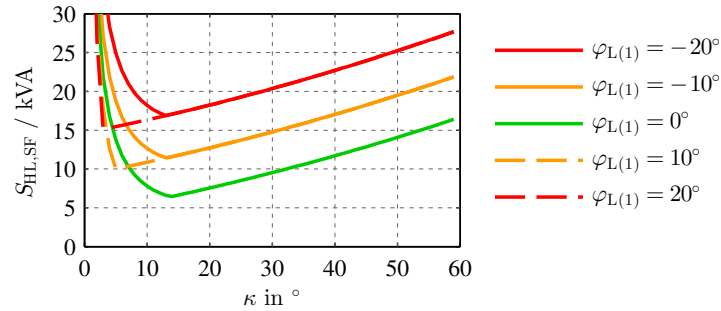
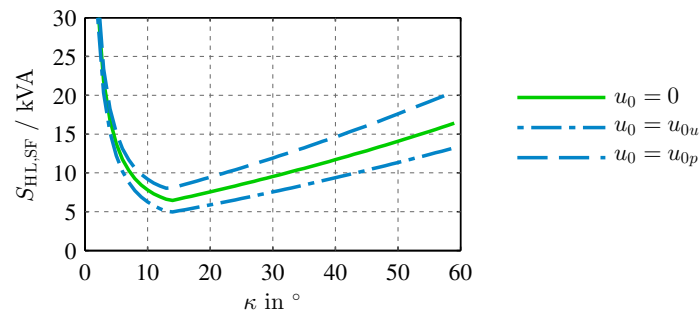

 (a) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ($u_0 = 0$)

 (b) Einfluss der Nullspannung u_0 ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

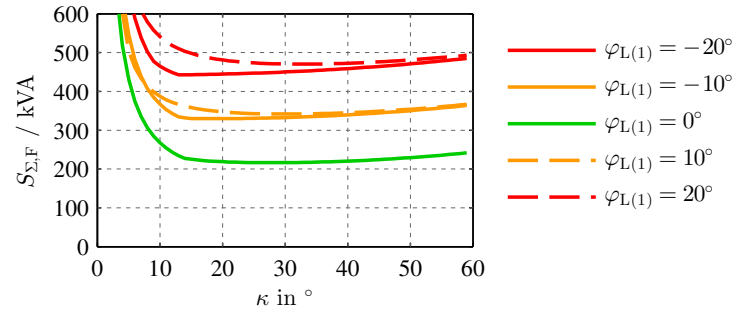
Abb. 8.10: Schaltleistung eines Halbleiters des seriellen Filters in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ ($P_d = 50 \text{ kW}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$)

8.2.3 Schaltleistung der Filteranlage

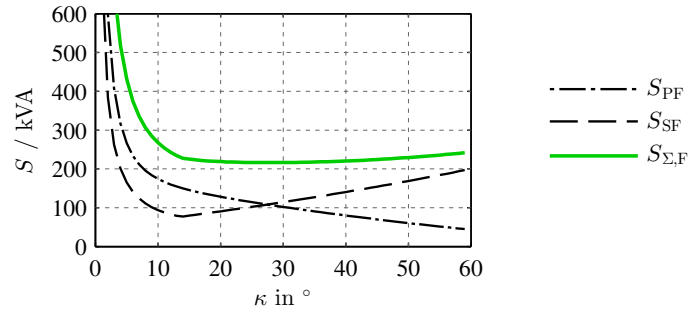
Die Schaltleistung $S_{\Sigma,F}$ der Filteranlage ist die Summe der Schaltleistungen des parallelen und des seriellen Filters. Die Faktoren in (8.21) stehen für die Anzahl der Halbleiter. Wie die Abbildung 2.4 zeigt, werden für das parallele Filter sechs und für das serielle Filter zwölf Halbleiter verwendet.

$$S_{\Sigma,F} = S_{PF} + S_{SF} = 6 S_{HL,PF} + 12 S_{HL,SF} \quad (8.21)$$

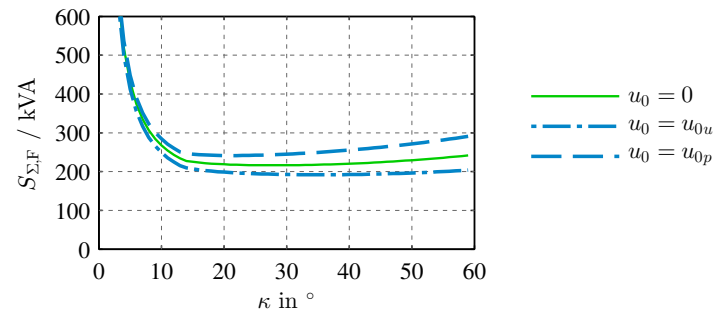
Die Abbildung 8.11 zeigt die Schaltleistung der Filteranlage in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels. Für Kommutierungswinkel $\kappa < 15^\circ$ nimmt Schaltleistung stark zu, was auf die großen Spannungsfälle über den Filterinduktivitäten L_{PF} und L_{SF} zurückzuführen ist. Für Kommutierungswinkel $\kappa > 15^\circ$ ist die Schaltleistung nahezu konstant. Wie die Abbildung 8.11(a) verdeutlicht, ist die Schaltleistung am kleinsten, wenn es keine Phasenverschiebung ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$) gibt.



(a) Einfluss des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ ($u_0 = 0$)



(b) Anteile der Schaltleistung des parallelen und des seriellen Filters S_{PF} und S_{SF} an der Schaltleistung $S_{Σ,F}$ ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$, $u_0 = 0$)



(c) Einfluss der Nullspannung u_0 ($\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

Abb. 8.11: Schaltleistung $S_{Σ,F}$ der Filteranlage in Abhängigkeit des Kommutierungswinkels κ ($P_d = 50 \text{ kW}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $L_{PF} = 0,75 \text{ mH}$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$)

Die Aufteilung der Schaltleistung der Filteranlage in den Anteilen der sechs Halbleiter des parallelen Filters und der zwölf Halbleiter des seriellen Filters wird in Abbildung 8.11(b) dargestellt. Eine gleichmäßige Aufteilung der Schaltleistung ergibt sich im Schnittpunkt der Kennlinien, welcher immer im mittleren Kommutierungswinkelbereich ($\kappa \approx 30^\circ$) liegt. Im dargestellten Beispiel schneiden sich die Kennlinien bei 27° .

Durch die spannungsoptimierende Nullspannung u_{0u} wird die Schaltleistung verringert (Abb. 8.11(c)). Dennoch ist es sinnvoll, die leistungsreduzierende Nullspannung u_{0p} einzustellen, da mit dieser Nullspannung die Zwischenkreiskapazität des seriellen Filters deutlich verringert werden kann (Abschnitt 8.3).

Bisher wurde die Schaltleistung jeweils für eine Last von 50 kW gezeigt. In Abbildung 8.12 sind weitere Lasten dargestellt. Das Dreieck kennzeichnet jeweils das Minimum der Schaltleistung, was jeweils etwa in der Mitte des Kommutierungswinkelbereichs liegt.

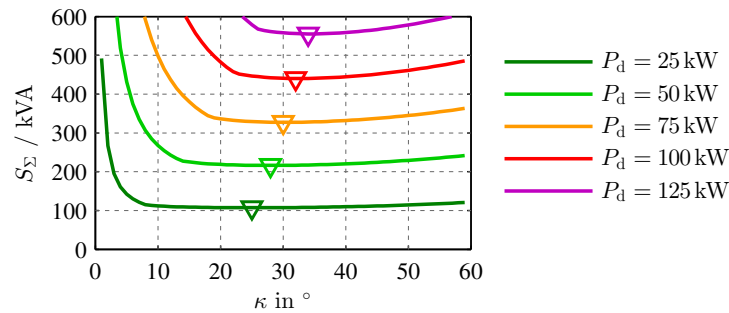


Abb. 8.12: Einfluss der Leistung P_d auf das mit dem Dreieck gekennzeichnete Minimum der Schaltleistung S_Σ ($U_N = 230 \text{ V}$, $L_{PF} = 0,75 \text{ mH}$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $u_0 = 0$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

8.2.4 Vergleich der Filteranlage mit einem AFE-Stromrichter

Die wesentlichen Eigenschaften hinsichtlich Elektroenergiequalität der Schaltung, bestehend aus Filteranlage und Sechspulsgleichrichter, sind die konstante Gleichspannung und der sinusförmige Netzstrom. Diese Eigenschaften hat auch ein AFE-Stromrichter (Active Front End), weshalb er im Folgenden als Referenz genutzt wird. Der Vergleich der Schaltungen bezieht sich nur auf die aktiven Halbleiter, weswegen nur die Filteranlage (ohne Gleichrichter) mit dem AFE-Stromrichter verglichen wird.

Es wird angenommen, dass die Gleichspannung des AFE-Stromrichters dem Spitzenwert der verketteten Netzspannung entspricht. In (8.22) wird dieser Wert mit dem Effektivwert U_N der Strangspannung berechnet. Die Schaltleistung (8.24) des AFE-Stromrichters bezogen auf einen Halbleiter ist das Produkt aus Gleichspannung und Amplitude des sinusförmigen Netzstromes (8.23). Aufgrund der sechs Halbleiter gilt für die Schaltleistung des AFE-Stromrichters (8.25).

$$U_{d,AFE} = \sqrt{6} U_N \quad (8.22)$$

$$\hat{i}_N = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{P_d}{U_N} \quad (8.23)$$

$$S_{HL,AFE} = U_{d,AFE} \hat{i}_N \quad (8.24)$$

$$S_{\Sigma,AFE} = 6 S_{HL,AFE} \quad (8.25)$$

Wie Anfang des Kapitels festgelegt wurde, gilt weiterhin die Annahme, dass die Filteranlage nur Blindleistung bereitstellt und somit die Zwischenkreiskopplung nicht benötigt wird. Die Schaltleistung der optionalen Zwischenkreiskopplung wird daher auch im Vergleich nicht berücksichtigt.

Für den Vergleich werden (8.26) und (8.27) festgelegt. Denn, wie die Abbildung 8.12 zeigt, werden für einen Kommutierungswinkel κ von 30° in etwa die kleinsten Schaltleistungen der Filteranlage (unabhängig von P_d) erreicht. Außerdem liegt die Kennlinie der Schaltleistung für den Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ von 0° stets unterhalb der anderen Kennlinien (Abb. 8.11(a)).

$$\kappa = 30^\circ \quad (8.26)$$

$$\varphi_{L(1)} = 0^\circ \quad (8.27)$$

Die Tabelle 8.1 stellt die Spannungs- und die Strombelastung sowie die Schaltleistung gegenüber. Die Spannungsbelastung der Halbleiter wird mit dem Wert U_{HL} angegeben. Für das parallele und das serielle Filter entspricht dieser Wert der jeweiligen erforderlichen Zwischenkreisspannung $U_{Z,PF}$ und $U_{Z,SF}$, die gemäß (8.17) bzw. (8.20) ermittelt wurden. Der Wert für den AFE-Stromrichter ist die Gleichspannung $U_{d,AFE}$, welche mit (8.22) berechnet wird. Die Strombelastung wird mit dem Wert I_{HL} angegeben. Dieser Wert stimmt für das parallele Filter mit dem Spitzenwert \hat{i}_{PF} des Kompensati-

onsstromes und für das serielle Filter mit dem Spitzenwert \hat{i}_L des Laststromes überein. Für den AFE-Stromrichter entspricht der Wert der Amplitude \hat{i}_N des Netzstromes, welche mit (8.23) berechnet wird. Die Schaltleistung S_{HL} ist das Produkt aus U_{HL} und I_{HL} .

Die Werte U_{HL} und I_{HL} sind als Mindestwerte zu betrachten. Die Zwischenkreisspannungen sollte so bemessen werden, dass genügend Regelreserve gewährleistet ist. Außerdem sind bei der Dimensionierung noch Reserven einzurechnen, damit die Halbleiter auch z.B. Abschaltüberspannungen oder höheren Strömen standhalten. Da aber die Reserven weder bei der Filteranlage noch bei dem AFE-Stromrichter berücksichtigt werden, ist der Vergleich dennoch aussagekräftig.

P_d/kW	Halbleiter	U_{HL}/V	I_{HL}/A	S_{HL}/kVA	S_Σ/kVA
25	SF	102	47	4,8	109,2
	PF	571	15	8,6	
	AFE	564	52	29,3	
50	SF	102	94	9,6	219,6
	PF	579	30	17,4	
	AFE	564	103	58,1	
75	SF	102	141	14,4	331,8
	PF	589	45	26,5	
	AFE	564	154	86,9	

SF: Serielles Filter, PF: Paralleles Filter, AF: Active Front End

$U_N = 230 \text{ V}$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $L_{PF} = 0,75 \text{ mH}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$, $u_0 = 0$

Tab. 8.1: Dimensionierung der Halbleiter der Filteranlage und Vergleich mit AFE-Stromrichter

Ein Vergleich der Werte in Tabelle 8.1 zeigt, dass die Spannungsbelastung des parallelen Filters etwa mit der des AFE-Stromrichters übereinstimmt und dass die Werte der Strombelastung des seriellen Filters und die des AFE-Stromrichters etwa gleich sind. Die Schaltleistung eines Halbleiters des parallelen Filters beträgt weniger als ein Drittel der Schaltleistung eines Halbleiters des AFE-Stromrichters. Für das serielle Filter ist der Unterschied noch größer. Die Schaltleistung eines Halbleiters des seriellen Filters beträgt ca. nur ein Sechstel der Schaltleistung eines Halbleiters des AFE-Stromrichters. Diese Zusammenhänge werden noch einmal in Abbildung 8.13 deutlich. Werte konstanter Schaltleistungen (in kVA) sind in der Grafik durch Höhenlinien eingetragen.

Aus dem Vergleich folgt, dass für die Filteranlage andere Halbleiter als für einen AFE-Stromrichter gleicher Leistung verwendet werden können. Im Vergleich zum AFE-

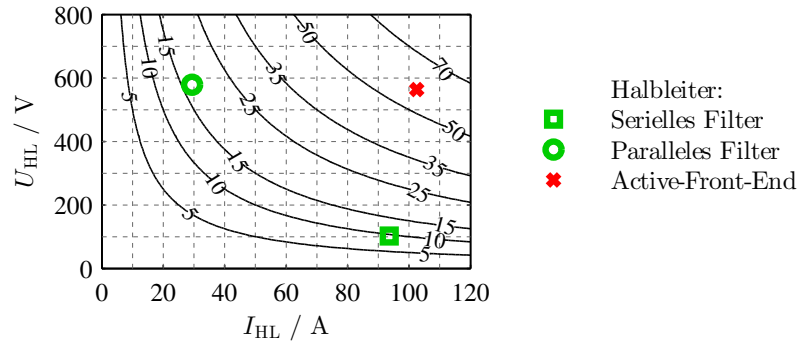


Abb. 8.13: Dimensionierung der aktiven Halbleiter für $P_d = 50 \text{ kW}$
 (U_{HL} : Mindestwert der Sperrspannung, I_{HL} : Mindestwert des Stromes, S_{HL} : Schaltleistung in kVA als Höhenlinien)

Stromrichter werden für das parallele Filter sechs Halbleiter mit gleicher Spannungsbelastung aber wesentlich kleinerer Strombelastung und für das serielle Filter zwölf Halbleiter etwa gleicher Strombelastung aber wesentlich kleinerer Spannungsbelastung benötigt (Abb. 8.13). Werden für AFE-Stromrichter üblicherweise IGBTs verwendet, können für die Filteranlage sowohl IGBTs als auch MOSFETs verwendet werden. Obwohl für die Filteranlage insgesamt 18 Halbleiter gebraucht werden, ist die Schaltleistung $S_{\Sigma,F}$ der Filteranlage kleiner als die Schaltleistung $S_{\Sigma,AFE}$ des AFE-Stromrichters (Tabelle 8.1).

$$S_{\Sigma,F} \approx 0,63 S_{\Sigma,AFE} \quad (8.28)$$

Ist kein sinusförmiger Netzstrom gefordert, kann auf das parallele Filter verzichtet werden. Ohne das parallele Filter würde die Schaltleistung noch geringer ausfallen und somit viel kleiner als die des AFE-Stromrichters sein.

8.3 Zwischenkreiskondensatoren

Die Dimensionierungsgleichung (8.29) der Zwischenkreiskondensatoren kann aus (7.25) hergeleitet werden [48]. Der Wert $U_{Z,\min}$ muss mindestens so groß wie die erforderlichen Zwischenkreisspannungen $U_{Z,PF}$ (paralleles Filter) bzw. $U_{Z,SF}$ (serielles Filter) sein. Der Spannungshub Δu_Z sollte nicht größer als 10 % des Wertes $U_{Z,\min}$ betragen, damit die Wechselrichter mit einer annähernd konstanten Zwischenkreisspannung arbeiten. Der Energiehub Δw_Z ist von verschiedenen Parametern (κ , $\varphi_{L(1)}$, L_{PF} , L_{SF} , u_0) abhängig. Um den Einfluss der Parameter zu ermitteln, wurden numerische Berechnungen durchgeführt.

$$C_Z = \frac{\Delta w_Z}{\bar{u}_Z \Delta u_Z} = \frac{\Delta w_Z}{(U_{Z,\min} + 0,5 \Delta u_Z) \Delta u_Z} \quad (8.29)$$

Grundlage der Energiehubberechnungen ist die Ermittlung der Momentanleistungen, die in den Zwischenkreisen auftreten. Es werden periodische Zeitverläufe der Leistungen angenommen. In die Berechnungen wurden nur die Momentanleistungen, die durch die Wechselrichter der Filter entstehen, einbezogen. Der Einfluss der Zwischenkreiskopplung auf den Energiehub wird vernachlässigt. Die Ergebnisse gelten für den Fall, dass die Filteranlage nur Blindleistung einspeist (Fall A im Abschnitt 5.2.2).

Im Folgenden werden der Energiehub (8.31), der in einem Zwischenkreis des seriellen Filters entsteht, und der Energiehub (8.33), der im Zwischenkreis des parallelen Filters entsteht, unterschieden. Die Werte $\Delta w_{Z,SF}$ und $\Delta w_{Z,PF}$ werden gemäß (8.31) bzw. (8.33) aus den minimalen und den maximalen Momentanwerten der Energiedifferenz ermittelt.

Die Momentanwerte $w_{Z,SF}^*(t)$ der Energiedifferenz ergeben sich aus der Integration (8.30) der Leistung $p_{Z,SF}$ des Zwischenkreises des seriellen Filters (vgl. 7.6). Die Leistung wird mit der unmodulierten einphasigen Wechselrichterspannung $u_{W,Soll}$ und dem einphasigen Laststrom i_L berechnet (vgl. (7.65)).

$$w_{Z,SF}^*(t) = \int_{t_0}^t p_{Z,SF}(\tau) d\tau = \int_{t_0}^t u_{W,Soll}(\tau) i_L(\tau) d\tau \quad (8.30)$$

$$\Delta w_{Z,SF} = w_{Z,SF}^*(t_{\max}) - w_{Z,SF}^*(t_{\min}) \quad (8.31)$$

Die Leistung $p_{Z,PF}$ des Zwischenkreises des parallelen Filters, die in (8.32) zur Berechnung der Momentanwerte $w_{Z,PF}^*(t)$ eingesetzt wird, wird mit dem unmodulierten Spannungsraumzeiger $\vec{u}_{PF,Soll}$ und dem Stromraumzeiger \vec{i}_{PF} berechnet (vgl. (3.36) und (6.33)). Da der Kompensationsstrom keine Nullkomponente enthalten kann, stimmt das Ergebnis mit der Summe der drei Strangleistungen überein.

$$w_{Z,PF}^*(t) = \int_{t_0}^t p_{Z,PF}(\tau) d\tau = \frac{3}{2} \int_{t_0}^t \vec{u}_{PF,Soll}^T(\tau) \vec{i}_{PF}(\tau) d\tau \quad (8.32)$$

$$\Delta w_{Z,PF} = w_{Z,PF}^*(t_{\max}) - w_{Z,PF}^*(t_{\min}) \quad (8.33)$$

In den Gleichungen (8.19) und (8.13) werden die Abhängigkeiten der Spannungen und der Ströme von den Parametern κ , $\varphi_{L(1)}$, u_0 , L_{PF} und L_{SF} dargestellt. Diese Abhängigkeiten führen dazu, dass die Energiehubwerte (8.34) und (8.35) ebenfalls Funktionen dieser Parameter sind. Zusätzlich zu den genannten Parametern sind die Werte auch von der Leistung P_d der Last abhängig, da der Laststrom und somit auch der Kompensationsstrom proportional zu P_d sind.

$$\Delta w_{Z,SF} = f(\kappa, \varphi_{L(1)}, u_0, L_{SF}, P_d) \quad (8.34)$$

$$\Delta w_{Z,PF} = f(\kappa, \varphi_{L(1)}, L_{PF}, P_d) \quad (8.35)$$

Wie bei dem Vergleich im Abschnitt 8.2.4 wird auch hier der Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ auf den Wert 0° festgelegt, da dadurch nicht nur die kleinsten Schaltleistungen, sondern auch die kleinsten Kapazitätswerte C_Z für das serielle Filter erreicht werden. Denn für Lastwinkel ungleich null steigt der Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ aufgrund der Grundschwingungsblindleistung, die jeder der drei Wechselrichter des seriellen Filters anteilig liefert, an.

Vergleicht man die in Abbildung 8.14 dargestellten Werte $\Delta w_{Z,SF}$ und $\Delta w_{Z,PF}$, kann man erkennen, dass bei gleicher Leistung der Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ des seriellen Filters etwa doppelt so groß ist wie der Energiehub $\Delta w_{Z,PF}$ des parallelen Filters. Der Energiehub $\Delta w_{Z,PF}$ ist kleiner, da sich die Momentanleistungen der drei Stränge des Wechselrichters des parallelen Filters teilweise aufheben, so dass die resultierende Momentanleistung im Zwischenkreis zu relativ kleinen Energiehubwerten führt.

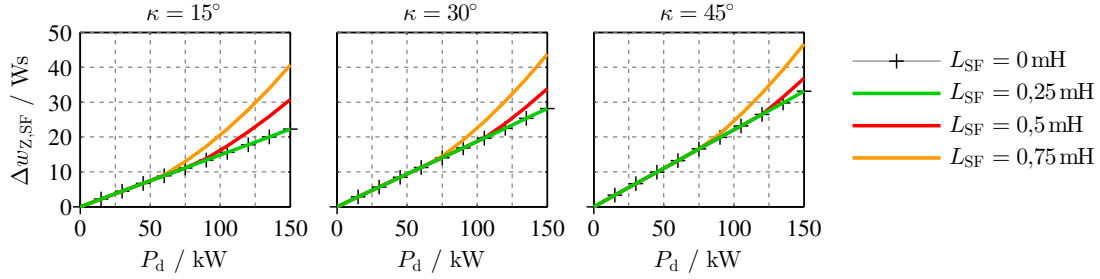
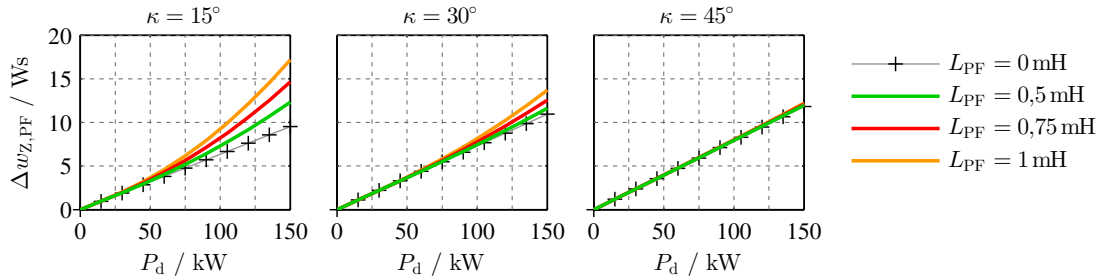

 (a) Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ im Zwischenkreis des seriellen Filters ($u_0 = 0$)

 (b) Energiehub $\Delta w_{Z,PF}$ im Zwischenkreis des parallelen Filters

Abb. 8.14: Energiehub in den Zwischenkreisen der Filteranlage in Abhängigkeit der Leistung für verschiedene Kommutierungswinkel und unterschiedliche Induktivitäten ($U_N = 230 \text{ V}$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

Der Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ des seriellen Filters kann durch eine Nullspannung verändert werden (Abschnitt 7.2.2). Die Abbildung 8.15 zeigt den Einfluss der spannungsoptimierenden Nullspannung u_{0u} und der leistungsreduzierenden Nullspannung u_{0p} . Mit der leistungsreduzierenden Nullspannung kann der Energiehub in Bezug auf den Wert ohne Nullspannung halbiert werden. Wie die Tabelle 8.2 zeigt, sind die Energiehubwerte $\Delta w_{Z,SF}$ für u_{0p} etwa auf die Werte $\Delta w_{Z,PF}$ reduziert worden.

Mit den Werten aus Tabelle 8.2 und der Dimensionierungsgleichung (8.29) können die Kapazitätswerte der Zwischenkreiskondensatoren berechnet werden. Die Tabelle 8.3 zeigt, wie sich die Nullspannung auf die Zwischenkreiskondensatoren $C_{Z,SF}$ des seriellen Filters auswirkt. Für die Dimensionierung von $C_{Z,SF}$ werden die Zwischenkreisspannung $U_{Z,\min}$ auf 200 V und der Spannungshub Δu_Z auf 10 V festgelegt. Der Spannungshub beträgt somit 5 % der Zwischenkreisspannung. Der Wert $U_{Z,\min}$ wurde deutlich größer als die erforderliche Zwischenkreisspannung $U_{Z,SF}$ (Abb. 8.9) gewählt, damit kleine Kapazitätswerte erreicht werden. Wenn kleine Schaltleistungen der Halbleiter gefordert sind, kann für die Zwischenkreisspannung auch ein kleinerer Wert vorgegeben werden (vgl. Tab. 8.1).

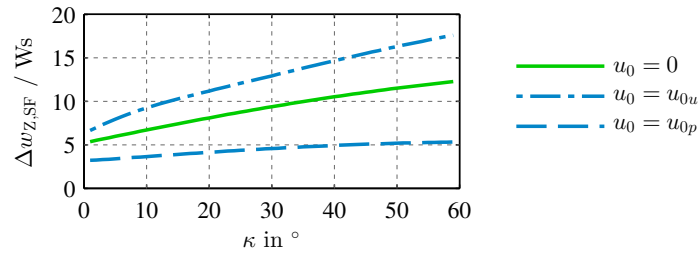


Abb. 8.15: Einfluss der Nullspannung u_0 auf den Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ im Zwischenkreis des seriellen Filters ($U_N = 230 \text{ V}$, $P_d = 50 \text{ kW}$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$)

Die Werte für den Zwischenkreiskondensator $C_{Z,PF}$ des parallelen Filters sind kleiner als die Werte $C_{Z,SF}$ (Tab. 8.3), da einerseits der Energiehub $\Delta w_{Z,PF}$ kleiner als $\Delta w_{Z,SF}$ ist und andererseits die Zwischenkreisspannung $U_{Z,min}$ des parallelen Filters auf 600 V festgelegt wurde (vgl. Tab. 8.1).

P_d/kW	$\Delta w_{Z,SF}/\text{Ws}$			$\Delta w_{Z,PF}/\text{Ws}$
	$u_0 = 0$	$u_0 = u_{0u}$	$u_0 = u_{0p}$	
25	4,7	6,5	2,3	1,8
50	9,4	13,0	4,6	3,7
75	14,1	19,5	6,9	5,8

$U_N = 230 \text{ V}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $L_{PF} = 1 \text{ mH}$

Tab. 8.2: Energiehub $\Delta w_{Z,SF}$ im Zwischenkreis des seriellen Filters und Energiehub $\Delta w_{Z,PF}$ im Zwischenkreis des parallelen Filters

P_d/kW	$C_{Z,SF}/\text{mF}$			$C_{Z,PF}/\text{mF}$
	$u_0 = 0$	$u_0 = u_{0u}$	$u_0 = u_{0p}$	
25	2,3	3,2	1,1	0,16
50	4,6	6,3	2,2	0,31
75	6,8	9,5	3,4	0,5

$U_N = 230 \text{ V}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$, $L_{SF} = 0,25 \text{ mH}$, $L_{PF} = 1 \text{ mH}$

Serieller Filter: $U_{Z,min} = 200 \text{ V}$, $\Delta u_Z = 10 \text{ V}$

Paralleler Filter: $U_{Z,min} = 600 \text{ V}$, $\Delta u_Z = 20 \text{ V}$

Tab. 8.3: Zwischenkreiskondensatoren $C_{Z,SF}$ des seriellen Filters und $C_{Z,PF}$ des parallelen Filters

9 Simulation

In diesem Kapitel werden ausgewählte Simulationsergebnisse dargestellt und diskutiert. Die Simulationen wurden mit der Software MATLAB/Simulink durchgeführt.

9.1 Simulationsmodell

Angaben zum Simulationsmodells sind im Anhang A beigefügt. Die Abbildung A.1 zeigt die Schaltung und die Bezeichnungen der Bauelemente sowie der elektrischen Größen. Die Parameter, die für die Schaltung und die Regelung verwendet wurden, können den Tabellen A.1 und A.2 entnommen werden.

Die drei Wechselrichter des seriellen Filters wurden wie in Abbildung A.1 als (gepulste) Wechselspannungsquellen modelliert. Nur bei der Simulation (Abb. 9.5), die den Einfluss der Nullspannung auf die Zwischenkreisspannung hervorhebt, wurden die Wechselrichter jeweils als Schaltung, bestehend aus idealisierten Halbleitern und Zwischenkreiskondensator, realisiert.

Die Wechselrichter des seriellen Filters erzeugen, unabhängig davon wie sie modelliert wurden, die pulsweitenmodulierten Spannungen u_{W1} , u_{W2} und u_{W3} . Dafür wird mittels Trägerverfahren aus dem kontinuierlichen Spannungssignal $\mathbf{u}_{W,\text{Soll}}$ die pulsweitenmodulierte dreiphasige Spannung \mathbf{u}_W erzeugt (Abb. 6.1), die in die Spannungen u_{W1} , u_{W2} und u_{W3} zerlegt wird. Die Frequenz des Trägersignals beträgt 20 kHz. Die Wechselrichter erzeugen eine unipolare Spannungsform [38], deren maximaler und minimaler Wert von der Zwischenkreisspannung U_Z der Wechselrichter abhängt. Bei den Simulationen wurde der Wert U_Z auf 200 V eingestellt. Abweichung von diesem Wert gibt es nur bei den Simulationen im Abschnitt 9.2.2, die die Stellenvarianten der Gleichspannung zeigen. Da für das Stellen der Gleichspannung teilweise größere Wechselrichterspannungen erforderlich sind, wurde der Wert U_Z auf 300 V umgestellt.

Im Gegensatz zu den Wechselrichtern des seriellen Filters wird für die Simulation des Wechselrichters des parallelen Filters nur das Mittelwertmodell genutzt. In [49, 50] werden für den Begriff Mittelwertmodell die Begriffe zeitkontinuierliche bzw. makroskopische Beschreibung eines Wechselrichters verwendet. Der Wechselrichter wird wie in Abbildung 6.8 als dreiphasige Spannungsquelle modelliert [50, 38]. Die gesteuerten Spannungsquellen erzeugen kontinuierliche Spannungen entsprechend dem Spannungs-

signal $u_{PF,Soll}$ (Abb. 6.9). Alle pulsfrequenten Anteile, die in den Simulationsergebnissen zu sehen sind, werden daher nur vom seriellen Filter verursacht.

Das Netz wird durch die Netzimpedanz, bestehend aus Netzwidestand und Netzinduktivität, berücksichtigt. Die gleichstromseitige Last besteht aus einer Stromquelle, die eine konstante Leistung von 50 kW erzeugt.

9.2 Simulation der Filteranlage

Die folgenden Simulationsergebnisse veranschaulichen die Wirkungs- und Funktionsweise der Filteranlage. Für die Simulationen wurde der Kommutierungswinkel κ auf 30° eingestellt.

9.2.1 Verhalten der Filteranlage

Die Abbildung 9.1 zeigt das Verhalten der Filteranlage. Es werden drei Netzperioden dargestellt.

In der ersten Netzperiode ist das parallele Filter noch nicht eingeschaltet. In dieser Zeit sind der Netzstrom i_N und der Laststrom i_L identisch. Da aber bereits das serielle Filter arbeitet (1. Filterstufe), ist der Oberschwingungsgehalt des Netzstromes stark reduziert. Aufgrund des geregelten Laststromes entsteht ein konstanter Gleichstrom i_d .

Zu Beginn der zweiten Netzperiode wird das parallele Filter zugeschaltet (2. Filterstufe). In Folge des eingespeisten Kompensationsstromes i_{PF} wird der Netzstrom i_N sinusförmig. Der Laststrom i_L ändert sich nicht, da das serielle Filter und der Gleichrichter zusammen wie eine Stromquelle wirken.

Vergleicht man die ersten beiden Perioden bezüglich der Qualität der Netzspannung u_N , kann in der zweiten Periode eine Verbesserung festgestellt werden. Alle Spannungsoberschwingungen sind eliminiert und die Netzspannung ist sinusförmig. Wie in der ersten Periode zu sehen ist, wird aber auch ohne das parallele Filter eine gute Spannungsqualität erreicht. Welche Qualität die Spannung hat, ist abhängig von der Leistung der Last und der Beschaffenheit des Netzes. Genügt die Spannung den Qualitätsanforderungen, kann auf das parallele Filter verzichtet werden.

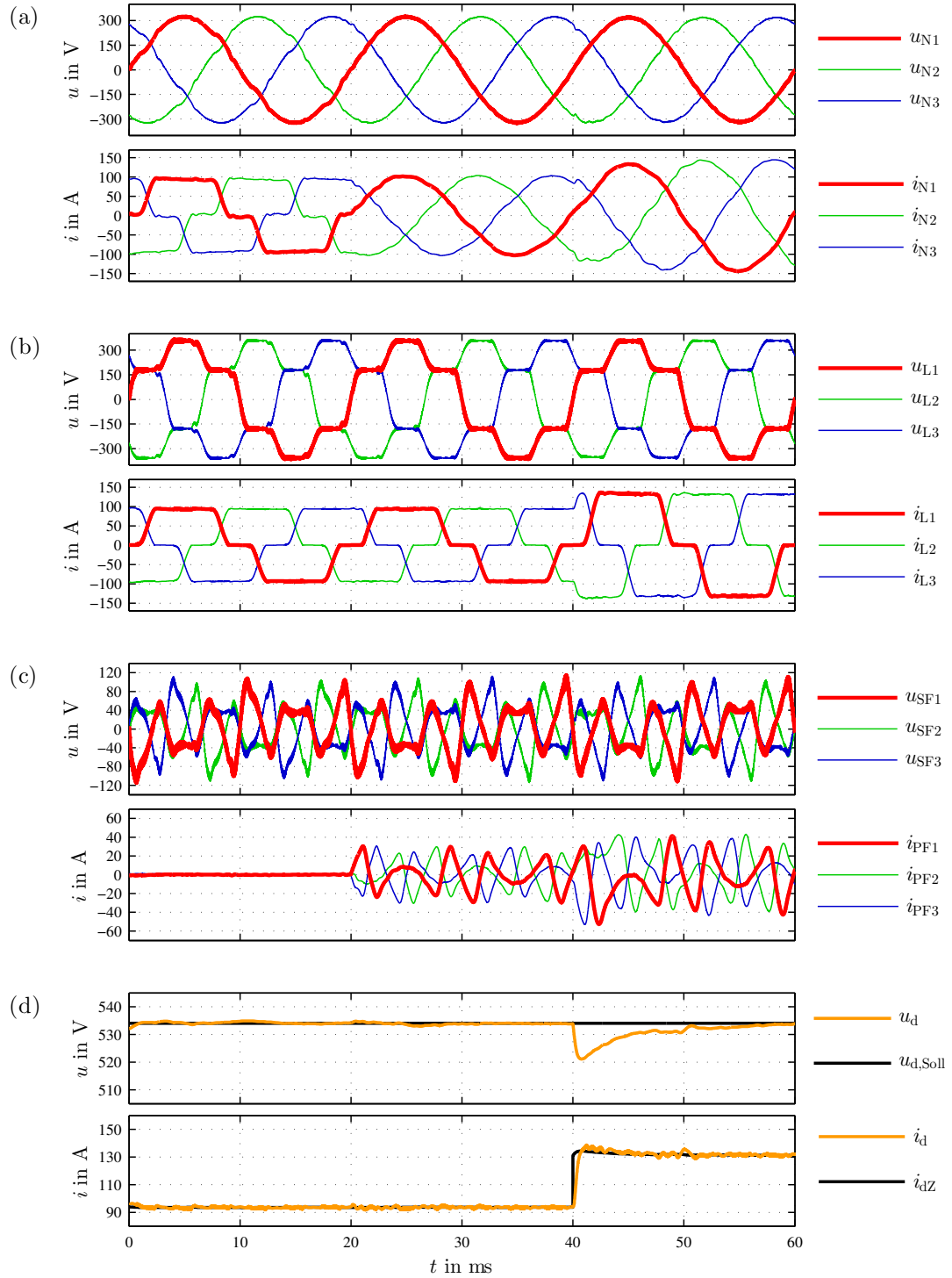


Abb. 9.1: Systemverhalten der Filteranlage ($u_{d,Soll} = U_{d\kappa}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$), (a) Netzspannung \mathbf{u}_N und Netzstrom \mathbf{i}_N , (b) Lastspannung \mathbf{u}_L und Laststrom \mathbf{i}_L , (c) Kompensationsspannung \mathbf{u}_{SF} und Kompensationsstrom \mathbf{i}_{PF} , (d) Gleichspannung u_d , Gleichstrom i_d und gleichstromseitiger Laststrom i_{dZ}

Während der dritten Netzperiode ist die Last auf das 1,2-Fache (60 kW) erhöht worden. Die Gleichspannung u_d bricht nach dem Lastsprung kurzzeitig ein. Die Gleichspannungsregelung (äußerer Regelkreis) des seriellen Filters regelt den Spannungseinbruch schnell aus, indem der Gleichstrom i_d vergrößert wird. Die Änderung des Gleichstromes führt auf Wechselstromseite des Gleichrichters zu Vergrößerungen des Laststromes i_L , des Netzstromes i_N und des Kompensationsstromes i_{PF} .

9.2.2 Stellen der Gleichspannung

Im Abschnitt 5.2 wurden verschiedene Varianten vorgestellt, mit denen die Gleichspannung des Gleichrichters verändert werden kann. Mit den folgenden Simulationsergebnissen werden diese Stellvarianten deutlich gemacht und nachgewiesen.

Stationäres Verhalten

Wie im Abschnitt 6.2.4 beschrieben wurde, kann im Regelkreis des seriellen Filters durch die Vorgabe des Sollwertes $u_{d,Soll}$ und des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ die Lage des Arbeitspunktes im P-Q-Diagramm festgelegt werden. Im Folgenden wird anhand von vier Simulationsbeispielen (Tab. 9.1) der Zusammenhang zwischen den Vorgabewerten $u_{d,Soll}$ und $\varphi_{L(1)}$ und der Lage des Arbeitspunktes verifiziert.

Beispiel	$u_{d,Soll}$	$\varphi_{L(1)}$
I	$1,1 U_{d\kappa}$	0°
II	$0,9 U_{d\kappa}$	0°
III	$0,9 U_{d\kappa}$	-20°
IV	$0,9 U_{d\kappa}$	26°

Tab. 9.1: Vorgabewerte für die Simulation

Im Beispiel I ist der Sollwert $u_{d,Soll}$ größer und in den Beispielen II bis IV ist der Sollwert $u_{d,Soll}$ kleiner als der Gleichspannungsreferenzwert $U_{d\kappa}$, der mit (5.50) berechnet werden kann. Wie die Abbildung 9.2 zeigt, wird die Gleichspannung des Gleichrichters jeweils auf die vorgegebenen Sollwerte geregelt.

Die Abbildung 9.3 zeigt das P-Q-Diagramm der Simulation. Im Diagramm sind die Kennlinien der Vorgabewerte und die aus den Simulationsergebnissen ermittelten Arbeitspunkte (Kreise) eingetragen. Ein Vergleich der Arbeitspunkte I bis IV mit den

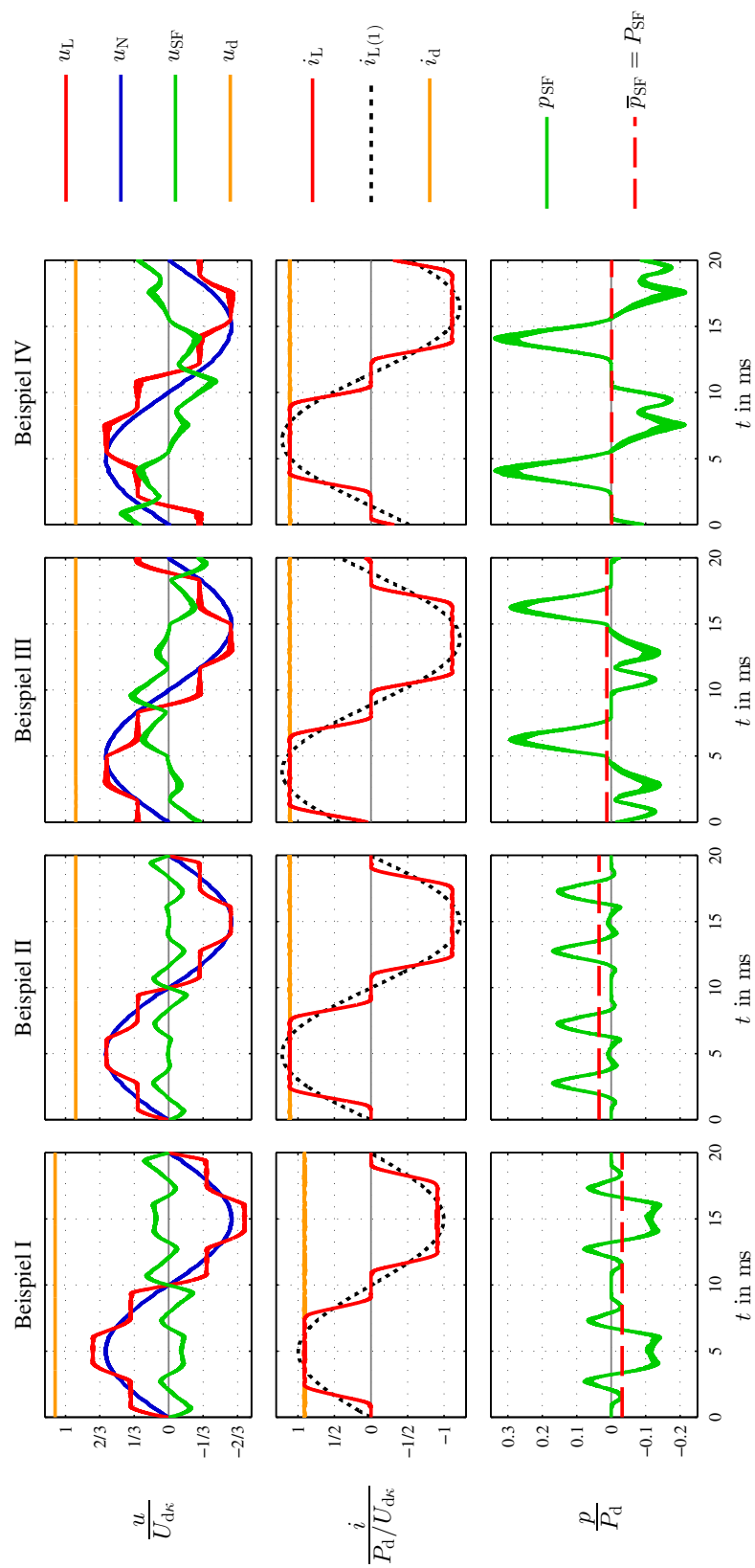


Abb. 9.2: Stellvarianten der Gleichspannung ($\kappa = 30^\circ$)

Schnittpunkten der entsprechenden Kennlinien zeigt, dass mit den Vorgabewerten $u_{d,\text{Soll}}$ und $\varphi_{L(1)}$ der Arbeitspunkt und somit die Stellvariante für die Gleichspannung eingestellt werden kann.

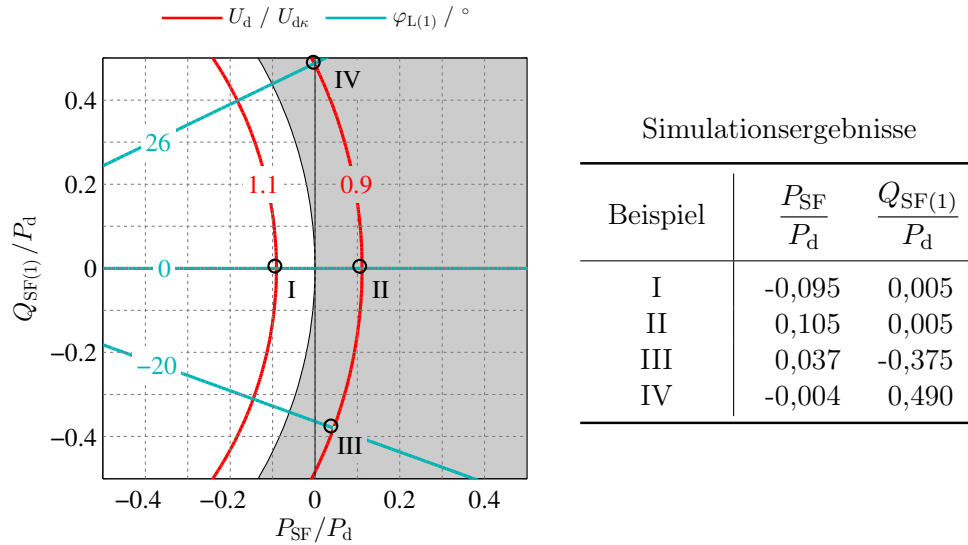


Abb. 9.3: P-Q-Diagramm der Leistungswerte der Beispiele I bis IV aus Abbildung 9.2 (grauer Bereich: Tiefsetzen, weißer Bereich: Hochsetzen)

Wenn wie in den Beispielen I und II der Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ null ist und die Gleichspannung nicht auf den Wert $U_{d\kappa}$ geregelt wird, entsteht ein Wirkleistungsfluss im seriellen Filter (Abb. 9.3). Das Hochsetzen der Gleichspannung ist nur mit dem Einspeisen von Wirkleistung in das Netz möglich. Damit wie im Beispiel I die Gleichspannung auf den Wert $1,1 U_{d\kappa}$ hochgesetzt wird, speist das serielle Filter 9,5 % der Lastwirkleistung P_d ein. Im Beispiel II wird die Gleichspannung auf den Wert $0,9 U_{d\kappa}$ tiefgesetzt. Das serielle Filter nimmt in diesem Fall 10,5 % der Wirkleistung P_d auf. Ohne eine Zwischenkreiskopplung sind die Arbeitspunkte der Beispiele I und II nicht realisierbar.

Im Gegensatz zum Hochsetzen ist das Tiefsetzen ohne Wirkleistungsfluss theoretisch möglich. Im Beispiel IV wird die Gleichspannung ebenfalls auf den Wert $0,9 U_{d\kappa}$ geregelt, ohne dass durch das serielle Filter Wirkleistung eingespeist bzw. bezogen wird. Da aber im seriellen Filter Verluste entstehen, die ohne die Zwischenkreiskopplung nur durch das serielle Filter selbst ausgeglichen werden können, ist der Arbeitspunkt wie im Beispiel III rechts von der Ordinate zu legen. Im Beispiel III nimmt das serielle Filter 3,7 % der Wirkleistung P_d auf. Entspricht dieser Wert den Verlusten des seriellen Filters, sind die Verluste ausgeglichen worden.

In der Abbildung 9.2 (unten) ist zu erkennen, dass bei den Beispielen III und IV eine große Leistungspulsation entsteht. Die Leistungspulsation wird hauptsächlich durch die zusätzliche Grundschwingungsblindleistung $Q_{L(1)}$ hervorgerufen, die aufgrund des Lastwinkels $\varphi_{L(1)}$ entsteht. Damit der Spannungshub Δu_Z im Zwischenkreis des seriellen Filters nicht zu groß wird, ist der Zwischenkreiskondensator wegen der großen Leistungspulsation größer zu dimensionieren.

Dynamisches Verhalten

Um das dynamische Verhalten des Systems zu zeigen, wurden sprungförmige Sollwertänderungen simuliert. Der Lastwinkel $\varphi_{L(1)}$ ist stets auf 0° eingestellt. In der Abbildung 9.4 ist zu sehen, wie die Gleichspannung u_d des Gleichrichters innerhalb einer Netzperiode auf den jeweils neuen Sollwert $u_{d,\text{Soll}}$ geregelt wird. Um die Gleichspannung an einen größeren Sollwert anzupassen, bewirkt die Regelung des seriellen Filters kurzzeitig einen größeren Laststrom i_L , wodurch der Kondensator C_d des Gleichrichters aufgeladen wird. Entsprechend wird bei der Anpassung an einen kleineren Sollwert der Laststrom verringert, was zum Entladen des Kondensators führt. Am Ende der Ausgleichsvorgänge hat Gleichstrom jeweils den Wert, der sich aus der Gleichspannung und der konstanten Leistung P_d ergibt.

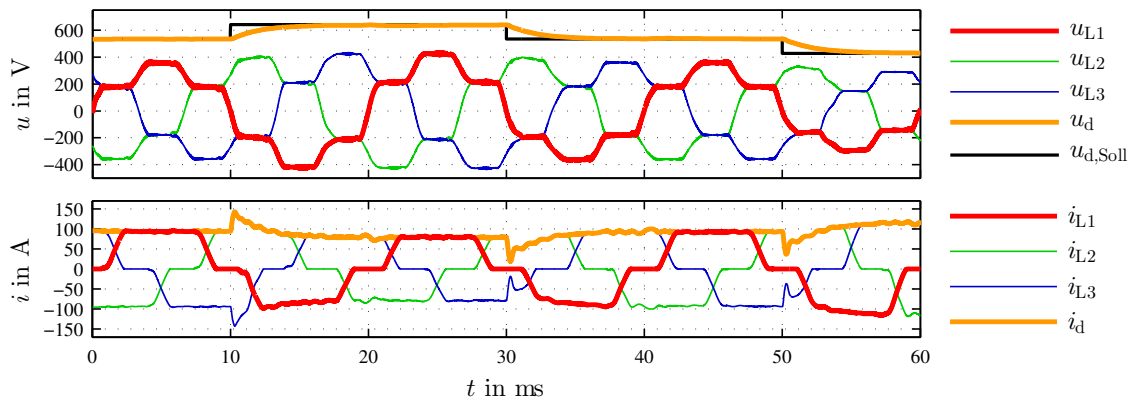


Abb. 9.4: Dynamisches Verhalten der Filteranlage bei Änderungen des Sollwertes $u_{d,\text{Soll}}$ ($U_{d\kappa} \rightarrow 1,2 U_{d\kappa}$ bei $t = 10$ ms, $1,2 U_{d\kappa} \rightarrow U_{d\kappa}$ bei $t = 30$ ms, $U_{d\kappa} \rightarrow 0,8 U_{d\kappa}$ bei $t = 50$ ms)

Da die Gleichspannung frei eingestellt werden kann, gibt es auch kein festes Verhältnis zwischen Gleichspannung und Netzspannung. Somit kann die Gleichspannungsregelung

auch dazu genutzt werden, eine konstante Gleichspannung zu erzeugen, wenn beispielsweise die Netzspannung Schwankungen unterliegt.

9.2.3 Nullspannung

In diesem Abschnitt wird die Wirkung der Nullspannung gezeigt. In der Abbildung 9.5 sind drei Netzperioden zu sehen. In der ersten Netzperiode gibt es zunächst keine Nullspannung. Erst in der zweiten und der dritten Netzperiode werden durch das serielle Filter zwei unterschiedliche Nullspannungen eingespeist.

Der Gleichrichter arbeitet während der drei Netzperioden unverändert. Das Einspeisen der Nullspannung hat keinen Einfluss auf die Gleichspannung u_d und den Gleichstrom i_d . Auch die Filterwirkung des seriellen Filters wird durch die Nullspannung nicht beeinflusst, was am gleichbleibenden Laststrom i_L erkennbar ist.

Wesentlichen Einfluss hat die Nullspannung auf die Zwischenkreise des seriellen Filters. In der Abbildung 9.5 wird die Spannung u_{Z1} eines Zwischenkreises gezeigt. Im Vergleich zur ersten Periode erhöht sich der Spannungshub Δu_Z durch die spannungsoptimierende Nullspannung, die in der zweiten Netzperiode eingespeist wird. Mit der leistungsreduzierenden Nullspannung, die in der dritten Periode eingestellt ist, wird der geringste Spannungshub erreicht, der etwa 10 V (5 %) beträgt. Für die Simulation wurde der Zwischenkreiskondensator $C_{Z,SF}$ laut Tabelle 8.3 auf 2,2 mF eingestellt. Der Spannungshub entspricht somit dem Wert, der mit diesem Kondensator erreicht werden sollte.

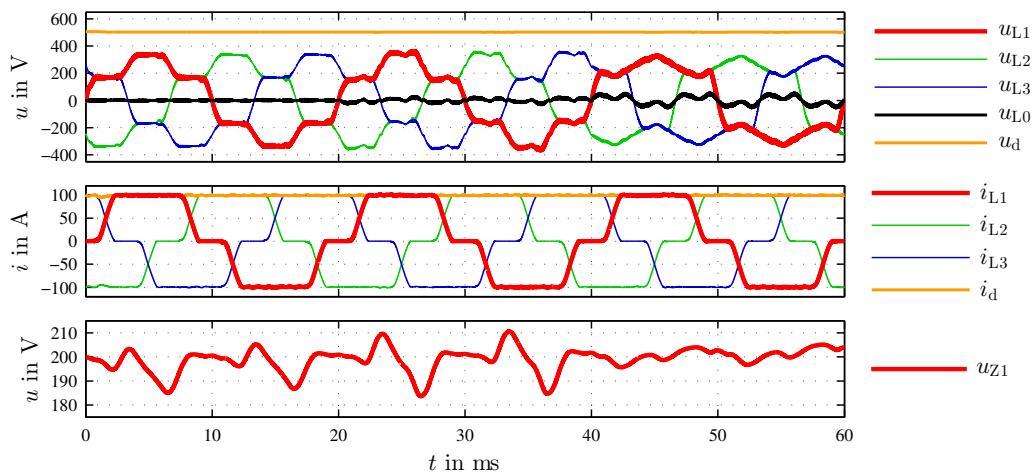


Abb. 9.5: Einfluss der Nullspannung auf einen Zwischenkreis des seriellen Filters

9.3 Stromregelung des seriellen Filters

In diesem Abschnitt wird die Stromregelung des kaskadierten Regelkreises des seriellen Filters (Abb. 6.1) näher analysiert. Es werden der Einfluss der Vorsteuerung und das Verhalten während des Lückbetriebs untersucht.

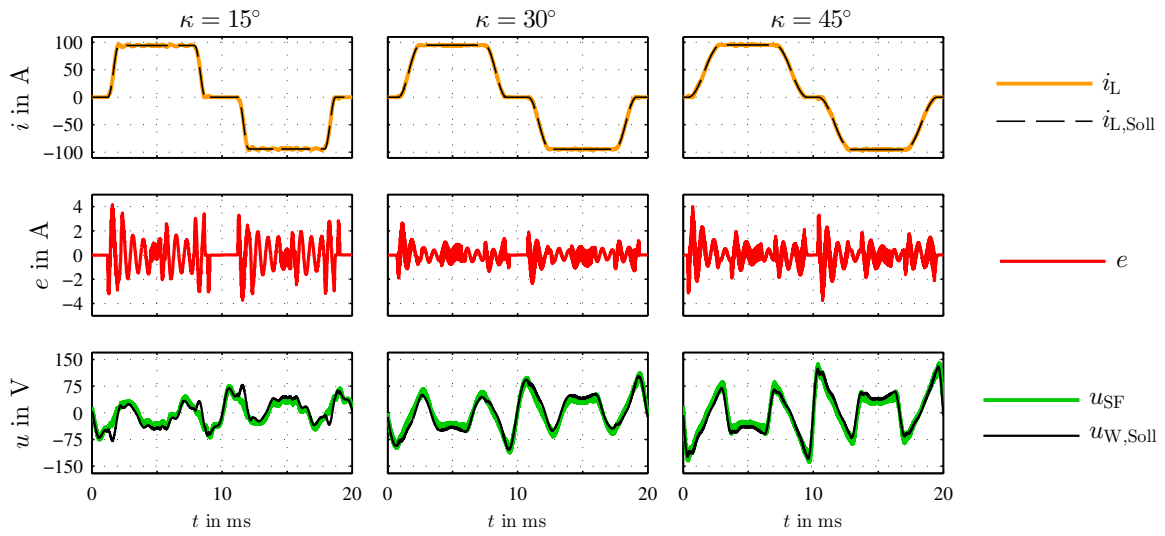
9.3.1 Regelkreis ohne Vorsteuerung

Bei den bisherigen Simulationen, die in diesem Kapitel ausgewertet wurden, wurde der Regelkreis mit Vorsteuerung (Abb. 6.1) für das serielle Filter angewendet, da so Zeitverläufe entstehen, die den definierten Verläufen des Theorieteils der Arbeit entsprechen. Zusätzlich wurden die Simulationen noch einmal mit dem Regelkreis ohne Vorsteuerung (Abb. 6.3) durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind im Anhang A.5 dargestellt.

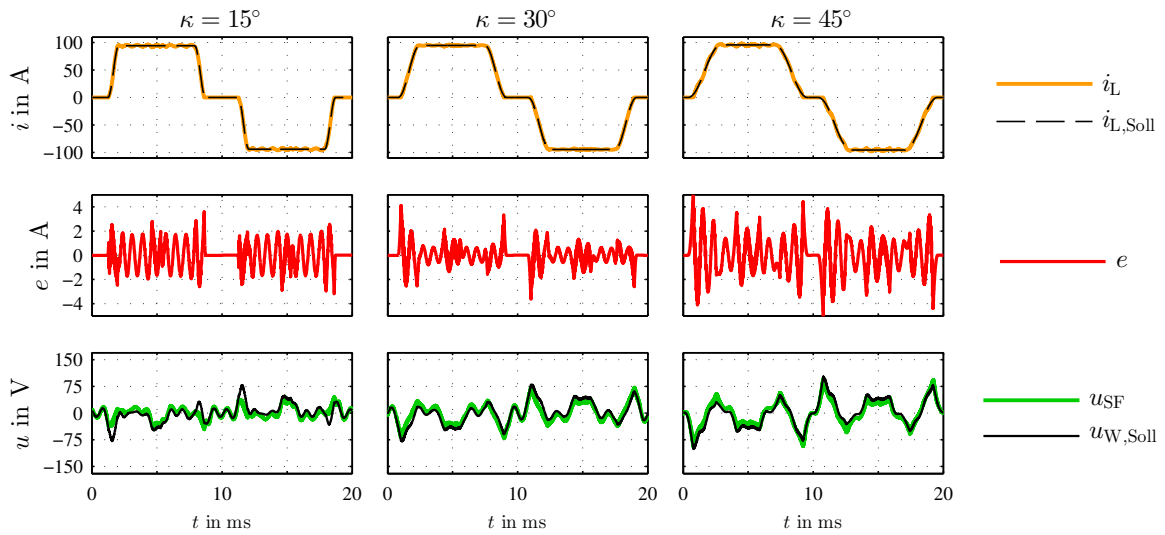
Auf die Regelgrößen hat das Weglassen der Vorsteuerung nur geringen Einfluss. Vergleicht man die Abbildungen 9.1 und A.2 miteinander, können nur geringe Unterschiede bei den Gleichspannungen (Regelgröße des äußeren Regelkreises) und Lastströmen (Regelgröße des inneren Regelkreises) festgestellt werden. Dass sich die Lastströme nur geringfügig unterscheiden, wird durch die Regeldifferenz e in Abbildung 9.6 deutlich. Da es hinsichtlich der Regelgrößen kaum Unterschiede gibt, wird mit beiden Regelkreisen ein vergleichbares Systemverhalten erreicht.

Signifikantere Unterschiede gibt es bei der Stellgröße. Die Abbildung 9.6 zeigt für verschiedene Kommutierungswinkel das Spannungssignal $u_{W,\text{Soll}}$, aus dem mit der Pulsweitenmodulation die Stellgröße u_W (Wechselrichterspannung) erzeugt wird. Es entstehen in Abhängigkeit des verwendeten Regelkreises unterschiedliche Stellgrößen. Die Auswirkungen dieser Unterschiede werden im Folgenden näher betrachtet.

Aus den unterschiedlichen Stellgrößen ergeben sich unterschiedliche Kompensations- und Lastspannungen. Vergleicht man beispielsweise die Abbildungen 9.1 und A.2, wird deutlich, dass die Zeitverläufe der Lastspannungen nicht gleich sind. Die Ursache dafür liegt in dem freien Potential (4.25). Wegen dieses Potentials können die Lastspannungen unterschiedlich sein, auch wenn die Verläufe des Laststromes gleich sind. Im Umkehrschluss bedeutet das, es können mit unterschiedlichen Stellgrößen gleiche Verläufe des Laststromes erzeugt werden.



(a) Regelkreis mit Vorsteuerung



(b) Regelkreis ohne Vorsteuerung

Abb. 9.6: Einfluss der Vorsteuerung auf die Regelung des seriellen Filters

Die Dimensionierungsberechnungen zum seriellen Filter im Kapitel 8 wurden mit definierten Verläufen des Laststromes und der Kompensationsspannung durchgeführt. Wie die geringen Regeldifferenzen, die mit beiden Regelkreisen erreicht werden, verdeutlichen, weichen die Verläufe des Laststromes kaum von den definierten Verläufen ab. Die Kompensationsspannungen u_{SF} (Abb. 9.6(a)), die sich bei der Regelung mit Vorsteuerung ergeben, und die definierten Spannungen in Abbildung 8.2(a) sind fast gleich. Die Dimensionierungsergebnisse sind daher geeignet zur Auslegung des seriellen Filters, wenn die Regelung mit Vorsteuerung eingesetzt wird. Die Tabelle 9.2 stellt die Spitzenwerte der Stellgrößen in Abhängigkeit des Regelkreises gegenüber. Da die Spannungen (Abb. 9.6(b)), die bei der Regelung ohne Vorsteuerung entstehen, stets kleiner als die definierten Spannungen sind, gelten die Dimensionierungsergebnisse auch für die Anwendung des Regelkreises mit Vorsteuerung.

$\kappa/^\circ$	$U_{\text{Z,SF}} = \hat{u}_{\text{W,Soll}}$ in V	
	Mit Vorsteuerung	Ohne Vorsteuerung
15	79,2	78,7
30	103,4	79,3
45	130,8	103,1

Tab. 9.2: Erforderliche Zwischenkreisspannung $U_{\text{Z,SF}}$ (Beispiele nach Abb. 9.2 und Abb. A.3)

Beispiel	$Q_{\text{R(1)}}/P_{\text{d}}$		$Q_{\text{SF(1)}}/P_{\text{d}}$	
	Mit Vorsteuerung	Ohne Vorsteuerung	Mit Vorsteuerung	Ohne Vorsteuerung
III	-0,385	-0,384	-0,375	-0,186
IV	0,480	0,479	0,490	0,254

Tab. 9.3: Blindleistungsbedarf zum Stellen der Gleichspannung auf den Wert $0,9 U_{\text{d}\kappa}$ (Beispiele nach Abb. 9.2 und Abb. A.3)

Mit und ohne Vorsteuerung im Regelkreis kann der Laststrom gegenüber der Netzspannung verschoben werden (Abb. 9.2 und A.3). Diese Verschiebung führt zur Entstehung der Blindleistung $Q_{\text{R(1)}}$ (Abb. 5.4) und wird zum Stellen der Gleichspannung des Gleichrichters genutzt. Bei dem Regelkreis mit Vorsteuerung entspricht $Q_{\text{R(1)}}$ der Blindleistung $Q_{\text{SF(1)}}$ (vgl. (5.42)), die das serielle Filter bereitstellt. Bei dem Regelkreis ohne Vorsteuerung wird $Q_{\text{R(1)}}$ durch das serielle Filter und zusätzlich durch die Last (Gleich-

richter) erzeugt. In den Beispielen III und IV der Abbildung A.3 gibt es eine kleine Phasenverschiebung zwischen den Grundschnitten des Laststromes i_L und der Lastspannung u_L . Diese Phasenverschiebung führt zu der Blindleistung $Q_{L(1)}$, die bei dem Simulationsmodell mit Vorsteuerung nicht entsteht. Aus diesem Grund ist im Gegensatz zu den anderen P-Q-Diagrammen in der Abbildung A.4 die Summe von $Q_{SF(1)}$ und $Q_{L(1)}$, also die Blindleistung $Q_{R(1)}$, eingetragen. Für das Gleichspannungsstellen muss folglich weniger Blindleistung $Q_{SF(1)}$ durch das serielle Filter bereitgestellt werden, wenn der Regelkreis ohne Vorsteuerung verwendet wird (Tab. 9.3).

Aus der kleineren Wechselrichterspannung, die sich beim Regelkreis ohne Vorsteuerung ergibt, folgt eine kleinere Momentanleistung in den einzelnen Zwischenkreisen des seriellen Filters. Wie ein Vergleich der Abbildungen 9.5 und A.6 zeigt, resultiert aus der reduzierten Momentanleistung ein geringerer Spannungshub.

Fasst man die Erkenntnisse zusammen, ist die Anwendung des Regelkreises ohne Vorsteuerung zu empfehlen. Der Regelkreis ohne Vorsteuerung hat eine einfachere Struktur, da die Größen u_N und u_L nicht benötigt werden. Außerdem kann ohne die Vorsteuerung ein vergleichbares Systemverhalten erreicht werden. Die Ergebnisse der Dimensionierungsberechnungen können für die Auslegung der Filteranlage angewendet werden und beinhalten sogar noch Reserven, wenn der Regelkreis ohne Vorsteuerung realisiert wird.

9.3.2 Analyse des Lückbetriebs

Die Analyse des Lückbetriebs wird an einer Stromlücke im Strang 3 untersucht, damit die Analyse auf die Ausführungen und die Abbildungen aus Abschnitt 6.2.5 bezogen werden kann. Statt der pulsweitenmodulierten Stellgröße u_W wird das kontinuierliche Spannungssignal $u_{W,soll}$ dargestellt und dieses folgend als Stellgröße bezeichnet wird.

Zeitbereich der Stromlücke

Die Abbildung 9.7 zeigt den Laststrom i_{L3} , die Regeldifferenz e_3 und die Stellgröße $u_{W3,soll}$. Immer wenn der Laststrom lückt, sind die Regeldifferenz und die Stellgröße grün hervorgehoben. Auf den Grafiken, die rechts in der Abbildung zu sehen sind, ist der Zeitbereich der ersten Stromlücke noch einmal separat dargestellt. Die dargestellte Stromlücke beginnt mit dem Ende eines Kommutierungsvorganges ($t \approx 2,3 \text{ ms}$). In

diesem Bereich ist zu sehen, dass der Strom i_{L3} lückt, bevor das Sollwertsignal $i_{L3,\text{Soll}}$ null wird. Der Kommutierungsvorgang ist daher eher abgeschlossen, als er durch das Sollwertsignal vorgegeben ist. Die dargestellte Stromlücke endet mit dem Anfang des nächsten Kommutierungsvorganges ($t \approx 4,3 \text{ ms}$). Dieser Kommutierungsvorgang beginnt verzögert, was daran zu erkennen ist, dass sich zuerst das Sollwertsignal $i_{L3,\text{Soll}}$ ändert und der Strom i_{L3} zunächst noch null bleibt. Da jede Kommutierung eher abgeschlossen ist und verzögert beginnt, ist die erzeugte Stromlücke länger als die Stromlücke, die durch das Sollwertsignal vorgegeben ist.

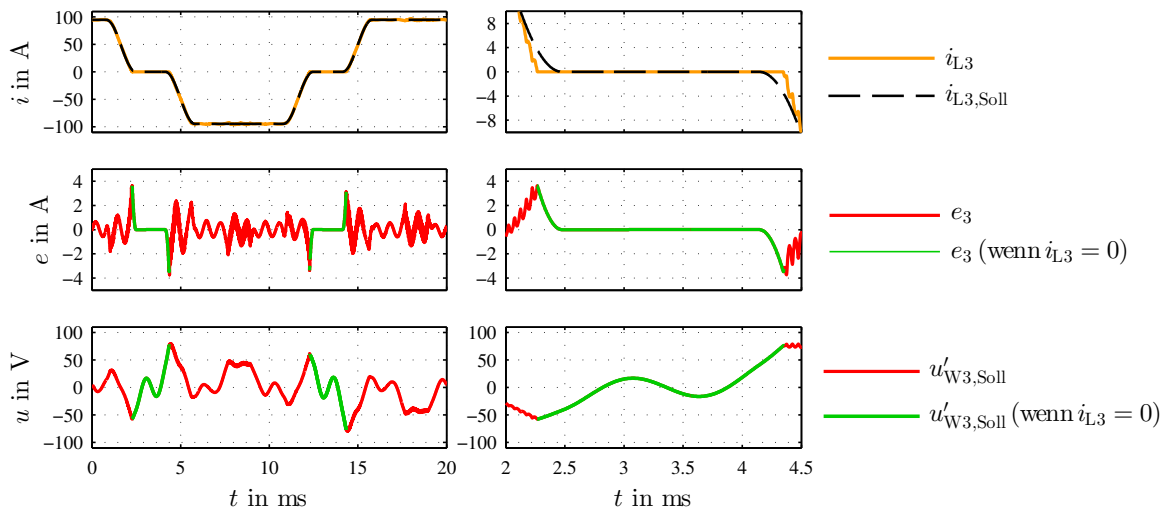


Abb. 9.7: Darstellung der lückfreien (rot) und lückenden (grün) Abschnitte bezüglich des Laststromes i_{L3}

ν	$\hat{i}_{L3(\nu),\text{Soll}}/\text{A}$	$\hat{e}_{3(\nu)}/\text{A}$	$\hat{e}_{3(\nu)}/\%$
1	103,77	0,058	<0,1
5	17,69	0,213	1,2
7	10,70	0,196	1,8
11	3,88	0,052	1,3
13	2,10	0,146	7,0
17	0,23	0,250	109,9
19	0,15	0,231	149,4
23	0,31	0,421	137,1
25	0,26	0,581	223,3

Tab. 9.4: Amplituden der Harmonischen des Laststromsollwertsignals und der Regeldifferenz

Bleibende Regeldifferenz

Die frequenzselektiven PI-Regler, die bei der Stromregelung verwendet werden, bestehen aus einem P-Regler und sieben parallel geschalteten frequenzselektiven I-Reglern. Es gibt jeweils einen frequenzselektiven PI-Regler für die α - und die β -Komponente des Raumzeigers. Es wird mit den eingesetzten Reglern immer eine bleibende Regeldifferenz geben, da mit diesen Reglern nur die ersten sieben Harmonischen, die im Sollwertsignal des Laststromes enthalten sind, ausgeregelt werden können. Damit keine bleibende Regeldifferenz entsteht, müsste für jede ν -te α - und β -Komponente ein frequenzselektiver I-Regler vorhanden sein. Die Tabelle zeigt die aus der Simulation (Abb. 9.7) ermittelten Amplituden $\hat{i}_{L3(\nu),\text{Soll}}$ und $\hat{e}_{3(\nu)}$. Der Prozentwert der Regeldifferenz ist der auf die jeweilige Amplitude $\hat{i}_{L3(\nu),\text{Soll}}$ bezogene Absolutwert der Regeldifferenz.

Reglerverhalten

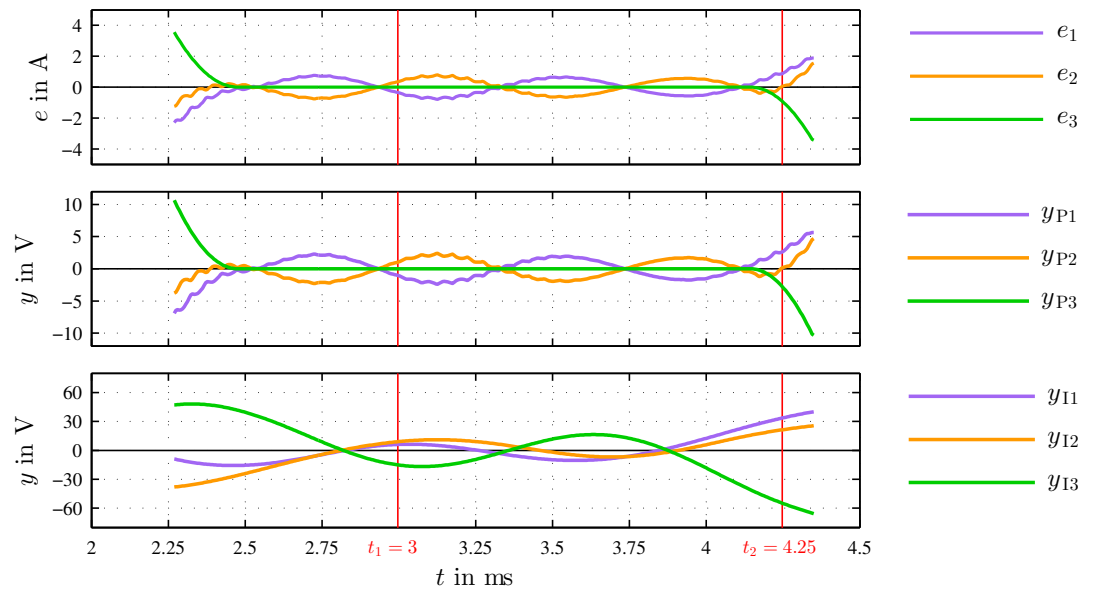
Das Reglerverhalten wird im Drehstromsystem analysiert, damit ein direkter Zusammenhang zwischen der dreiphasigen Regeldifferenz e und der dreiphasigen Stellgröße $u_{W,\text{Soll}}$ hergestellt werden kann. Obwohl eine Raumzeigerregelung angewendet wird, werden die Simulationsergebnisse so interpretiert, als gäbe es für jeden Strang des Drehstromsystems einen separaten frequenzselektiven PI-Regler. Dazu wird die Funktion g_{R2} des frequenzselektiven PI-Reglers gedanklich auf die drei Stränge des Drehstromsystems übertragen. Dass diese Übertragung und somit die Gleichung (9.1) zulässig ist, wurde im Abschnitt 6.2.5 dargelegt. Für die nullspannungsfreie Stellgröße gilt (9.2).

$$\mathbf{y}(t) = g_{R2}(t) * e(t) = \mathbf{y}_P(t) + \mathbf{y}_I(t) \quad (9.1)$$

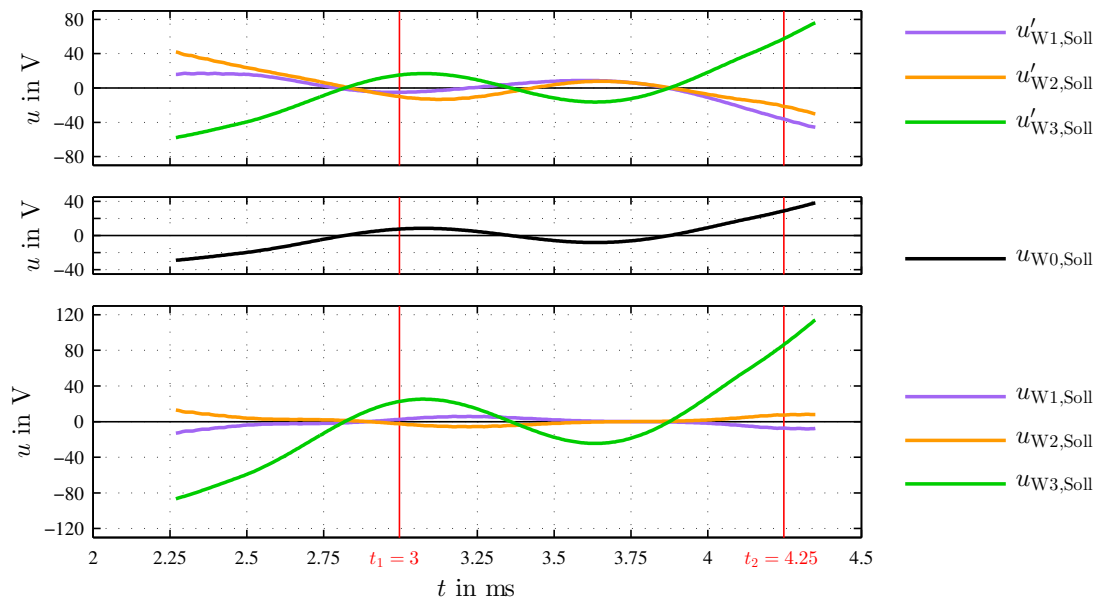
$$\mathbf{u}'_{W,\text{Soll}}(t) = -\mathbf{y}(t) \quad (9.2)$$

Der P-Anteil \mathbf{y}_P und der I-Anteil \mathbf{y}_I der dreiphasigen Reglerausgangsgröße \mathbf{y} werden getrennt betrachtet. Der P-Anteil besteht aus den drei einphasigen Reglerausgangsgrößen der P-Regler. Im I-Anteil sind die Reglerausgangsgrößen, die durch die frequenzselektiven I-Regler erzeugt werden, strangweise zusammengefasst.

Die Abbildung 9.8(a) zeigt die Regeldifferenz e sowie die Reglerausgangsgrößen \mathbf{y}_P und \mathbf{y}_I während der oben beschriebenen Strömlücke (Abb. 9.7). Die Reglerausgangsgröße \mathbf{y}_P ist proportional zur Regeldifferenz. Die Reglerausgangsgröße \mathbf{y}_I schwingt kontinuierlich, was auf die Oszillatoren der frequenzselektiven I-Regler zurückzuführen ist.



(a) Regeldifferenz e und Reglerausgangsgrößen y_P und y_I



(b) Einfluss der Nullspannung $u_{W0,Soll}$ auf die Stellgröße $u_{W,Soll}$

Abb. 9.8: Reglerverhalten bei Lückbetrieb

In der folgenden Betrachtung wird der Unterschied des frequenzselektiven I-Reglers zum herkömmlichen I-Regler noch einmal hervorgehoben. Es wird dazu die Regeldifferenz $e_3(t)$ des dritten Stranges betrachtet (Abb. 9.8). Am Anfang der Stromlücke ist die Regeldifferenz positiv, was bei einem herkömmlichen I-Regler zu einem Anstieg der Reglerausgangsgröße (Windup-Effekt) führt. Die Reglerausgangsgröße $y_{I3}(t)$ nimmt aber hier ab. Die Regeldifferenz $e_3(t)$ ist im mittleren Bereich der dargestellten Stromlücke null. In diesem Zeitbereich verändert sich die Reglerausgangsgröße $y_{I3}(t)$. Im Gegensatz dazu würde ein herkömmlicher I-Regler einen konstanten Wert am Reglerausgang erzeugen. Zum Ende der dargestellten Stromlücke hin wird die Regeldifferenz $e_3(t)$ negativ. Bei einem herkömmlichen I-Regler würde dies zur Verringerung der Reglerausgangsgröße führen. Die Verringerung der Reglerausgangsgröße $y_{I3}(t)$ beginnt aber zu einem früheren Zeitpunkt, als die Regeldifferenz noch null ist. Wie die Betrachtung deutlich macht, kann bei einem frequenzselektiven I-Regler kein direkter Zusammenhang zwischen den Momentanwerten der Regeldifferenz und der Reglerausgangsgröße hergestellt werden.

Die Tabelle 9.5 zeigt die Momentanwerte der beiden Zeitpunkte t_1 und t_2 , die in der Abbildung 9.8 eingezeichnet sind. Der Zeitpunkt t_1 liegt in dem Zeitbereich, in dem die Regeldifferenz $e_3(t)$ null ist. Der Zeitpunkt t_2 liegt am Ende der Stromlücke. Zu diesem Zeitpunkt ist die Regeldifferenz $e_3(t)$ negativ.

Für den gesamten Zeitbereich der untersuchten Stromlücke gelten folgende Relationen:

$$i_{L3}(t) = 0 \quad (9.3)$$

$$i_{L1}(t) = -i_{L2}(t) \quad (9.4)$$

$$|i_{L1}(t)| = |i_{L2}(t)| = i_d(t) \quad (9.5)$$

$$e_3(t) = i_{L3,\text{Soll}}(t) \quad (9.6)$$

Während der Stromlücke regeln die Regler den Strom i_d . Wirksam wird dabei die Differenz der Reglerausgangsgrößen, die zu Strang 1 und 2 gehören (Abb. 6.7). Zum Zeitpunkt t_1 unterscheiden sich die Regeldifferenzen $e_1(t_1)$ und $e_2(t_1)$ nur im Vorzeichen. Gleiches gilt auch für die Reglerausgangsgrößen $y_{P1}(t_1)$ und $y_{P2}(t_1)$. Durch die unterschiedlichen Vorzeichen ergänzen sich die P-Regler in ihrer Wirkung (Abb. 6.7). Zum Zeitpunkt t_2 haben die Regeldifferenzen $e_1(t_2)$ und $e_2(t_2)$ und somit auch die Reglerausgangsgrößen $y_{P1}(t_2)$ und $y_{P2}(t_2)$ das gleiche Vorzeichen, so dass die P-Regler

t/ms	$i_{L,\text{Soll}}/\text{A}$	i_L/A	e/A	y_P/V	y_I/V	$u'_{W,\text{Soll}}/\text{V}$	$u_{W,\text{Soll}}/\text{V}$
3	$\begin{pmatrix} 94,86 \\ -94,86 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 95,21 \\ -95,21 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -0,35 \\ 0,35 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1,04 \\ 1,04 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 6,13 \\ 8,99 \\ -15,12 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -5,09 \\ -10,03 \\ 15,12 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 2,46 \\ -2,46 \\ 22,68 \end{pmatrix}$
4,25	$\begin{pmatrix} 94,76 \\ -93,84 \\ -0,92 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 93,89 \\ -93,89 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0,87 \\ 0,05 \\ -0,92 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 2,60 \\ 0,16 \\ -2,76 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 33,54 \\ 21,30 \\ -54,84 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 36,14 \\ 21,46 \\ -57,60 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -7,34 \\ 7,34 \\ 86,40 \end{pmatrix}$

Tab. 9.5: Momentanwerte für die Zeitpunkte t_1 und t_2 nach Abbildung 9.8

entgegengesetzt arbeiten und sich in ihrer Wirkung teilweise aufheben. Diese Konstellation tritt immer dann auf, wenn der Betrag der Ströme $i_{L1}(t)$ und $i_{L2}(t)$, der immer so groß ist wie $i_d(t)$, zwischen den Beträgen $|i_{L1,\text{Soll}}(t)|$ und $|i_{L2,\text{Soll}}(t)|$ der Sollwertsignale liegt. In Folge dieser Konstellation, versucht eines der Stellglieder den Gleichstrom zu vergrößern und das andere den Gleichstrom zu verringern. Während der Stromlücke haben die Ausgangsgrößen $y_{I1}(t)$ und $y_{I2}(t)$ der I-Regler meistens das gleiche Vorzeichen. Auch für diese Regler gilt, dass nur die Differenz der Ausgangsgrößen wirkt.

Dass die Regler sich teilweise in ihrer Wirkung aufheben, führt nicht zu einem instabilen Verhalten der Regelung. Während der Stromlücke schwingt die Regeldifferenz um den Wert null (Abb. 9.8(a)). Wenn es zu einer Verstärkung der Regeldifferenz während der Stromlücke kommt, muss dies nicht zwangsläufig zur Instabilitäten führen. Denn nach jedem Lückbetrieb schließt sich der Nichtlückbetrieb an, bei dem mit der Raumzeigerregelung wieder die Regeldifferenz reduziert werden kann. In welchen Grenzen die Reglerparameter K_P und K_I eingestellt werden müssen, um ein stabiles Reglerverhalten zu erreichen, wird im Rahmen dieser Arbeit nicht geklärt.

Nullspannung

Die nullspannungsfreie Stellgröße $u'_{W,\text{Soll}}(t)$ ergibt sich wegen (9.2) unmittelbar aus der Reglerausgangsgröße $y(t)$. Damit die Wechselrichter des seriellen Filters effizient arbeiten, muss die Stellgröße durch die Addition einer Nullspannung verändert werden.

Die Abbildung 9.8(b) zeigt die nullspannungsbehaftete Stellgröße $u_{W,\text{Soll}}(t)$. Die angewendete Nullspannung ist die leistungsreduzierende Nullspannung $u_{0p}(t)$, die mit der Gleichung (7.68) berechnet werden kann. Setzt man in diese Gleichung den Strom $i_{L3}(t)$

null und beachtet (9.4), folgt daraus (9.7).

$$u_{0p}(t) \Big|_{i_{L3}(t)=0} = - \frac{u'_{W1,\text{Soll}}(t) + u'_{W1,\text{Soll}}(t)}{2} = \frac{u'_{W3,\text{Soll}}(t)}{2} \quad (9.7)$$

Durch die Addition der Nullspannung wird erreicht, dass die Stellgrößen $u_{W1,\text{Soll}}(t)$ und $u_{W2,\text{Soll}}(t)$ der stromführenden Stränge betragsmäßig gleich werden und sich nur im Vorzeichen unterscheiden (vgl. Tab. 9.5). Das bedeutet, dass mit der Nullspannung während der Stromlücke der Gleichtaktanteil (9.8) im Bezug auf diese beiden Stellgrößen eliminiert wird. Es bleibt nur noch der Gegentaktanteil übrig, weshalb sich die Regler in ihrer Wirkung ergänzen.

$$u_{\text{GT12}}(t) \Big|_{i_{L3}(t)=0} = \frac{u_{W2,\text{Soll}}(t) + u_{W2,\text{Soll}}(t)}{2} = 0 \quad (9.8)$$

Setzt man beispielsweise die Zahlenwerte aus der Tabelle 9.5 in (7.31) ein, kann gezeigt werden, dass mit der Nullspannung die Leistungen p_{Z1} und p_{Z3} der beiden stromführenden Stränge gleich groß sind. Während des Lückbetriebs werden so die kleinstmöglichen Momentanleistungen erreicht, was zur Folge hat, dass die Wechselrichter am effizientesten arbeiten.

10 Zusammenfassung und Ausblick

10.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird eine aktive Filteranlage für sechspulsige Diodengleichrichter vorgestellt. Die Filteranlage besteht aus einem seriellen und einem parallelen aktiven Filter sowie einer optionalen Zwischenkreiskopplung. Für das serielle Filter wurde eine Schaltung mit drei einphasigen Wechselrichtern gewählt, um so auf einen Transformator zu verzichten. Der Hauptbestandteil des parallelen Filters ist ein dreiphasiger Wechselrichter. Die Zwischenkreise der vier Wechselrichter sind potentialgetrennt und können für einen Energieaustausch über die Zwischenkreiskopplung verbunden werden.

Um die Stromüberschwingungen, die durch Diodengleichrichter im Drehstromnetz entstehen, effizienter zu kompensieren, wird ein neuartiges Filterkonzept angewendet. Das Filterkonzept besteht aus zwei Filterstufen. Das serielle Filter realisiert die erste Filterstufe. Es regelt den dreiphasigen Strom des Gleichrichters und reduziert damit die Stromüberschwingungen, die der Gleichrichter erzeugt. Die zweite Filterstufe erfolgt mit dem parallelen Filter. Das parallele Filter kompensiert die noch im Strom enthaltenen Überschwingungen, so dass der Netzstrom sinusförmig ist. Durch dieses zweistufige Filterkonzept reduziert sich der Kompensationsaufwand des parallelen Filters deutlich.

Die Filteranlage eliminiert zusätzlich zu den Stromüberschwingungen auf der Wechselspannungsseite auch noch die Strom- und die Spannungswelligkeit auf der Gleichspannungsseite des Gleichrichters. Durch die Gleichrichtung des geregelten dreiphasigen Stromes entsteht im stationären Zustand ein konstanter Gleichstrom. Die dazugehörige dreiphasige Spannung führt zu einer konstanten Gleichspannung. Für den stationären Zustand kann somit auf die Glättung (Drossel, Kondensator) von Gleichstrom und Gleichspannung verzichtet werden.

Die Arbeit zeigt zwei Grundprinzipien, die es ermöglichen, die Gleichspannung des Diodengleichrichters mit Hilfe der Filteranlage zu stellen. Mit dem ersten Grundprinzip kann die Gleichspannung nur verringert werden. Die Filteranlage erzeugt dabei, ähnlich wie bei einem gesteuerten Thyristorgleichrichter, einen phasenverschobenen Strom am Eingang des Gleichrichters. Im Unterschied zum Thyristorgleichrichter kann die Phasenverschiebung so eingestellt werden, dass induktive oder kapazitive Blindleis-

tung entsteht. Mit dem zweiten Grundprinzip lässt sich die Gleichspannung verringern und vergrößern. Bei diesem Grundprinzip verhält sich die Filteranlage ähnlich wie ein Transformator mit frei einstellbarem Übersetzungsverhältnis. Das serielle Filter muss, je nachdem ob die Gleichspannung verkleinert oder vergrößert wird, fähig sein Wirkleistung aufzunehmen oder abzugeben. Durch die Kombination der beiden Grundprinzipien entsteht ein weiterer Stellbereich der Gleichspannung, der durch das eingeführte P-Q-Diagramm beschrieben wird.

Für das parallele und das serielle Filter ist jeweils ein Regelkreis vorgesehen. Die Regelkreise sind unabhängig voneinander und somit auch für Anwendungen geeignet, bei denen nur das parallele oder das serielle Filter installiert wird. Beide Regelkreise verwenden frequenzselektive PI-Regler, wodurch die Regelung im ortsfesten Koordinatensystem möglich ist. Der durch das parallele Filter einzuspeisende Kompensationsstrom wird aus der augenblicklichen komplexen Scheinleistung (pq -Theorie) berechnet. Für das serielle Filter wird eine kaskadierte Regelungsstruktur vorgestellt. Mit dieser Struktur ist es möglich, gleichzeitig den dreiphasigen Wechselstrom und die Gleichspannung des Gleichrichters zu regeln. Die Stromform lässt sich durch die Vorgabe des Kommutierungswinkels verändern. Durch die Vorgabe des Lastwinkels wird der Strom gegenüber der Netzspannung phasenverschoben.

Im Rahmen der Arbeit wurden numerische Berechnungen durchgeführt, um den Einfluss verschiedener Parameter auf die Auslegung der Filteranlage festzustellen. Die Ergebnisse der Berechnungen zeigen, dass mit geeigneten Parametern die Schaltleistung bezüglich der aktiven Halbleiter kleiner als die Schaltleistung eines Activ-Front-End-Stromrichters ist. Ein wesentlicher Freiheitsgrad bei der Auslegung des seriellen Filters ist die Nullspannung. Es werden verschiedene Nullspannungen hergeleitet und hinsichtlich ihrer Wirkungen verglichen. Durch das Einspeisen der entsprechenden Nullspannung kann der Kapazitätswert der Zwischenkreiskondensatoren oder die erforderlichen Zwischenkreisspannungen des seriellen Filters reduziert werden. Außerdem ist es möglich, mit einer Nullspannung die drei Zwischenkreisspannungen des seriellen Filters zu symmetrieren.

Abschließend werden in der Arbeit ausgewählte Simulationsergebnisse gezeigt. Hervorzuheben sind die guten dynamischen Eigenschaften der Filteranlage, die sich aufgrund der Regelung ergeben. Anhand der Simulationsergebnisse wird der Einfluss einer Vorsteuerung auf die Regelung des seriellen Filters ermittelt und bewertet. Des Weiteren

erfolgt eine Untersuchung des Lückbetriebs, der entsteht, wenn einer der drei Wechselströme des Gleichrichters null ist. Die Simulationsergebnisse bestätigen außerdem das P-Q-Diagramm und den Einfluss der Nullspannung.

10.2 Ausblick

Die praktische Umsetzung der Filteranlage erfordert eine genauere Planung. Es ist zu entscheiden, welche Bauelemente für die Schaltung verwendet werden können. Dabei könnte durch den Einsatz neuer Halbleiter (GaN, SiC) eine größere Pulsfrequenz des seriellen Filters als die angenommenen 20 kHz erreicht werden. Bei Verwendung einer Zwischenkreiskopplung ist noch zu untersuchen, mit welcher Schaltungstopologie (z.B. DAB-Schaltung, Schaltungen mit magnetischer Resonanzkopplung) die Kopplung am effizientesten umgesetzt werden kann.

Zukünftige Arbeiten sollten ermitteln, für welche Verstärkungsfaktoren des frequenzselektiven PI-Reglers die vorgestellte Regelung stabil bleibt. Außerdem ist der Lückbetrieb des Gleichrichters weiter systemtheoretisch zu analysieren. Alternative Regelungen, wie beispielsweise eine adaptive Regelung, die sich dem Lückbetrieb anpasst, sollten getestet werden.

Die Filteranlage kann durch ihren universalen Aufbau prinzipiell auch an anderen Stellen zur Verbesserung der Energiequalität eingesetzt werden. Durch weiterführende Untersuchungen lassen sich Regelungskonzepte entwickeln, die eine Anpassung der Filteranlage für andere Anwendungen ermöglichen.

Üblicherweise werden parallele aktive Filter am Netzanschlusspunkt (PCC) angeschlossen, um Stromrichternetzrückwirkungen zu reduzieren. Wenn kein sinusförmiger Netzstrom gefordert ist, sollte geprüft werden, ob die Installation eines stromregelnden seriellen Filters ausreicht. Denn wie die Simulationen zeigen, können die Netzzrückwirkungen eines Gleichrichters auch nur mit dem seriellen Filter (1. Filterstufe), dessen zu installierende Schaltleistung (Halbleiteraufwand) im Vergleich zum parallelen Filter viel geringer ausfällt, reduziert werden. Es ist hierfür das Verhältnis von Netzkurzschlussleistung zur Leistung des Gleichrichters zu ermitteln, welches den alleinigen Einsatz des seriellen Filters erlaubt.

A Anhang

A.1 Hin- und Rücktransformation einer dreiphasigen Größe

Wie im Abschnitt 6.2.5 (vgl. (6.25)) wird in der Gleichung (A.1) nacheinander die Hintransformation $C_{\alpha\beta}$ und die Rücktransformation C_{123} einer dreiphasigen Größe \mathbf{g} durchgeführt. Für die Lösung der Gleichung wird die dreiphasige Größe \mathbf{g} in den nullkomponentenfreien Anteil \mathbf{g}' und in die Nullkomponente \mathbf{g}_0 zerlegt.

$$C_{123} C_{\alpha\beta} \mathbf{g} = C_{123} C_{\alpha\beta} \mathbf{g}' + C_{123} C_{\alpha\beta} \mathbf{g}_0 \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{g}' + \mathbf{g}_0 = \begin{pmatrix} g'_1 \\ g'_2 \\ g'_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_0 \\ g_0 \\ g_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Die Multiplikation der Transformationsmatrizen (6.2a) und (6.1a) führt zur Matrix (A.3). Multipliziert man wie in (A.4) den nullkomponentenfreien Anteil \mathbf{g}' mit der Matrix, erhält man wegen (A.5) als Ergebnis wieder \mathbf{g}' . Die Multiplikation der Nullkomponenten \mathbf{g}_0 mit der Matrix in (A.6) ergibt null.

$$C_{123} C_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 1 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$C_{123} C_{\alpha\beta} \mathbf{g}' = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 1 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g'_1 \\ g'_2 \\ g'_3 \end{pmatrix} = \mathbf{g}' \quad (\text{A.4})$$

$$g'_1 + g'_2 + g'_3 = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$C_{123} C_{\alpha\beta} \mathbf{g}_0 = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 1 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_0 \\ g_0 \\ g_0 \end{pmatrix} = 0 \quad (\text{A.6})$$

Setzt man die Ergebnisse (A.4) und (A.6) in die Ausgangsgleichung (A.1) ein, ergibt sich (A.7). Aus dieser Gleichung wird deutlich, dass die nacheinander angewendete Hin- und Rücktransformation einer dreiphasigen Größe \mathbf{g} zum nullkomponentenfreien Anteil \mathbf{g}' dieser Größe führt, da die Nullkomponente \mathbf{g}_0 eliminiert wird.

$$\mathbf{g}' = \mathbf{C}_{123} \mathbf{C}_{\alpha\beta} \mathbf{g} \quad (\text{A.7})$$

A.2 Ergänzung zur stromproportionalen Nullspannung

In diesem Abschnitt wird die ausführliche Lösung der Gleichungen (7.45) beschrieben. Wenn die Zeitspanne Δt wie in (A.8) ein ganzzahliges Vielfaches n der Netzperiode T ist, ergeben die Gleichungen (7.45) jeweils die entsprechenden Wirkleistungen P_{Z01} , P_{Z02} bzw. P_{Z03} .

$$\bar{p}_{Z01} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{Z01}(t) dt = \frac{1}{nT} \int_{t_0}^{t_0+nT} u_{W0}(t) i_{L1}(t) dt = P_{Z01} \quad (\text{A.8a})$$

$$\bar{p}_{Z02} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{Z02}(t) dt = \frac{1}{nT} \int_{t_0}^{t_0+nT} u_{W0}(t) i_{L2}(t) dt = P_{Z02} \quad (\text{A.8b})$$

$$\bar{p}_{Z03} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} p_{Z03}(t) dt = \frac{1}{nT} \int_{t_0}^{t_0+nT} u_{W0}(t) i_{L3}(t) dt = P_{Z03} \quad (\text{A.8c})$$

Da nur Strom- und Spannungsharmonische gleicher Ordnungszahl h zur Wirkleistung beitragen (vgl. 3.15), kann die Summe (A.9) aus den Teilwirkleistungen gebildet werden. Die Teilwirkleistungen sind jeweils auf eine Frequenz zurückzuführen und lassen sich daher separat mit Hilfe der komplexen Scheinleistung berechnen. Im Folgenden werden dafür der komplexe Effektivwert $\underline{U}_{W0(h)}$ der Nullspannungsharmonischen und die konjugiert komplexen Effektivwerte $\underline{I}_{L1(h)}^*$, $\underline{I}_{L2(h)}^*$ und $\underline{I}_{L3(h)}^*$ der Stromharmonischen hergeleitet.

$$P_{Z01} = \sum_h P_{Z01(h)} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{S}_{Z01(h)} \} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L1(h)}^* \} \quad (\text{A.9a})$$

$$P_{Z02} = \sum_h P_{Z02(h)} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{S}_{Z02(h)} \} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L2(h)}^* \} \quad (\text{A.9b})$$

$$P_{Z03} = \sum_h P_{Z03(h)} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{S}_{Z03(h)} \} = \sum_h \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L3(h)}^* \} \quad (\text{A.9c})$$

Die Kosinusfunktionen in der Nullspannung (A.10) werden durch die Größen k_1 , k_2 und k_3 substituiert.

$$\begin{aligned}
 u_{W0}(t) &= \frac{2r}{3} (i_{L1}(t) \cos \gamma + i_{L2}(t) \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + i_{L3}(t) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3})) \\
 &= \frac{2r}{3} (k_1 i_{L1}(t) + k_2 i_{L2}(t) + k_3 i_{L3}(t))
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

$$k_1 = \cos \gamma \tag{A.11a}$$

$$k_2 = \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \tag{A.11b}$$

$$k_3 = \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \tag{A.11c}$$

Für die h -ten Stromharmonischen der drei Stränge gilt (A.12), woraus die komplexen Momentanwertzeiger (A.13) folgen.

$$i_{L1(h)}(t) = \hat{i}_{L(h)} \cos(h \omega t + \varphi_{(h)}) \tag{A.12a}$$

$$i_{L2(h)}(t) = i_{L1(h)} \left(t - \frac{T}{3} \right) = \hat{i}_{L(h)} \cos(h \omega t + \varphi_{(h)} - h \frac{2\pi}{3}) \tag{A.12b}$$

$$i_{L3(h)}(t) = i_{L1(h)} \left(t + \frac{T}{3} \right) = \hat{i}_{L(h)} \cos(h \omega t + \varphi_{(h)} + h \frac{2\pi}{3}) \tag{A.12c}$$

$$\underline{i}_{L1(h)} = \hat{i}_{L(h)} e^{j(h \omega t + \varphi_{(h)})} \tag{A.13a}$$

$$\underline{i}_{L2(h)} = \hat{i}_{L(h)} e^{j(h \omega t + \varphi_{(h)})} e^{-j h \frac{2\pi}{3}} \tag{A.13b}$$

$$\underline{i}_{L3(h)} = \hat{i}_{L(h)} e^{j(h \omega t + \varphi_{(h)})} e^{j h \frac{2\pi}{3}} \tag{A.13c}$$

Mit den Stromfunktionen (A.12) und (A.13) können die Gleichungen für die h -te Nullspannungsharmonische (A.14) und deren komplexen Momentanwertzeiger (A.15) gebildet werden.

$$u_{W0(h)}(t) = \frac{2r}{3} (k_1 i_{L1(h)}(t) + k_2 i_{L2(h)}(t) + k_3 i_{L3(h)}(t)) \tag{A.14}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_{W0(h)}(t) &= \frac{2r}{3} (k_1 \underline{i}_{L1(h)}(t) + k_2 \underline{i}_{L2(h)}(t) + k_3 \underline{i}_{L3(h)}(t)) \\
 &= \frac{2}{3} r \hat{i}_{L(h)} \left(k_1 + k_2 e^{-j h \frac{2\pi}{3}} + k_3 e^{j h \frac{2\pi}{3}} \right) e^{j(h \omega t + \varphi_{(h)})}
 \end{aligned} \tag{A.15}$$

Aus (A.15) folgt der komplexe Effektivwert (A.16) der Nullspannung, wobei $I_{L(h)}$ der Effektivwert der h -ten Stromharmonischen ist. In (A.17) wird der komplexe Wert \underline{k} definiert, mit dem der komplexe Effektivwert $\underline{U}_{W0(h)}$ in der Form (A.18) dargestellt werden kann.

$$\underline{U}_{W0(h)} = \frac{2}{3} r I_{L(h)} \left(k_1 + k_2 e^{-j h \frac{2\pi}{3}} + k_3 e^{j h \frac{2\pi}{3}} \right) e^{j \varphi(h)} \quad (\text{A.16})$$

$$\underline{k} = \left(k_1 + k_2 e^{-j h \frac{2\pi}{3}} + k_3 e^{j h \frac{2\pi}{3}} \right) \quad (\text{A.17})$$

$$\underline{U}_{W0(h)} = \frac{2}{3} r I_{L(h)} \underline{k} e^{j \varphi(h)} \quad (\text{A.18})$$

Aus (A.12) lassen sich die komplexen Effektivwerte (A.19) der h -ten Stromharmonischen der drei Stränge und deren konjugiert komplexen Größen (A.20) ableiten.

$$\underline{I}_{L1(h)} = I_{L(h)} e^{j \varphi(h)} \quad (\text{A.19a})$$

$$\underline{I}_{L2(h)} = I_{L(h)} e^{j(\varphi(h) - h \frac{2\pi}{3})} \quad (\text{A.19b})$$

$$\underline{I}_{L3(h)} = I_{L(h)} e^{j(\varphi(h) + h \frac{2\pi}{3})} \quad (\text{A.19c})$$

$$\underline{I}_{L1(h)}^* = I_{L(h)} e^{-j \varphi(h)} \quad (\text{A.20a})$$

$$\underline{I}_{L2(h)}^* = I_{L(h)} e^{-j(\varphi(h) - h \frac{2\pi}{3})} \quad (\text{A.20b})$$

$$\underline{I}_{L3(h)}^* = I_{L(h)} e^{-j(\varphi(h) + h \frac{2\pi}{3})} \quad (\text{A.20c})$$

Für die komplexen Scheinleistungen der Stränge gelten somit die Gleichungen (A.21).

$$\underline{S}_{Z01(h)} = \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L1(h)}^* = \frac{2}{3} r I_{L(h)}^2 \underline{k} \quad (\text{A.21a})$$

$$\underline{S}_{Z01(h)} = \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L1(h)}^* = \frac{2}{3} r I_{L(h)}^2 \underline{k} e^{j h \frac{2\pi}{3}} \quad (\text{A.21b})$$

$$\underline{S}_{Z01(h)} = \underline{U}_{W0(h)} \underline{I}_{L1(h)}^* = \frac{2}{3} r I_{L(h)}^2 \underline{k} e^{-j h \frac{2\pi}{3}} \quad (\text{A.21c})$$

Zur Ermittlung der drei Wirkleistungen werden zunächst die Gleichungen (A.24) für

die Harmonischen h , die im Laststrom enthalten sind, gelöst. Da die Summe der Werte k_1 , k_2 und k_3 null ist, können die Ergebnisse so formuliert werden, dass sie jeweils nur von einem der Werte abhängig sind.

$$h = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19 \dots \quad (\text{A.22})$$

$$k_1 + k_2 + k_3 = 0 \quad (\text{A.23})$$

$$\text{Re} \{ \underline{k} \} = k_1 - \frac{1}{2}(k_2 + k_3) = \frac{3}{2} k_1 \quad (\text{A.24a})$$

$$\text{Re} \left\{ \underline{k} e^{j h \frac{2\pi}{3}} \right\} = k_2 - \frac{1}{2}(k_1 + k_3) = \frac{3}{2} k_2 \quad (\text{A.24b})$$

$$\text{Re} \left\{ \underline{k} e^{-j h \frac{2\pi}{3}} \right\} = k_3 - \frac{1}{2}(k_1 + k_2) = \frac{3}{2} k_3 \quad (\text{A.24c})$$

Mit den Lösungen der Gleichungen (A.24) können nun die Wirkleistungen (A.25) der Stränge ermittelt werden. Hierbei ist zu beachten, dass die Summe der Quadrate aller Effektivwerte der Stromharmonischen so groß ist wie das Quadrat des Stromeffektivwertes.

$$P_{Z01} = \sum_h \text{Re} \{ \underline{S}_{Z01(h)} \} = k_1 r \sum_h I_{L(h)}^2 = k_1 r I_L^2 \quad (\text{A.25a})$$

$$P_{Z02} = \sum_h \text{Re} \{ \underline{S}_{Z02(h)} \} = k_2 r \sum_h I_{L(h)}^2 = k_2 r I_L^2 \quad (\text{A.25b})$$

$$P_{Z03} = \sum_h \text{Re} \{ \underline{S}_{Z03(h)} \} = k_3 r \sum_h I_{L(h)}^2 = k_3 r I_L^2 \quad (\text{A.25c})$$

Durch Rücksubstitution der Werte k_1 , k_2 und k_3 mit Hilfe von (A.11) ergeben sich daraus die Lösungen (A.26), die bereits in (7.45) angegeben wurden.

$$\bar{P}_{Z01} = P_{Z01} = r I_L^2 \cos \gamma \quad (\text{A.26a})$$

$$\bar{P}_{Z02} = P_{Z02} = r I_L^2 \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.26b})$$

$$\bar{P}_{Z03} = P_{Z03} = r I_L^2 \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.26c})$$

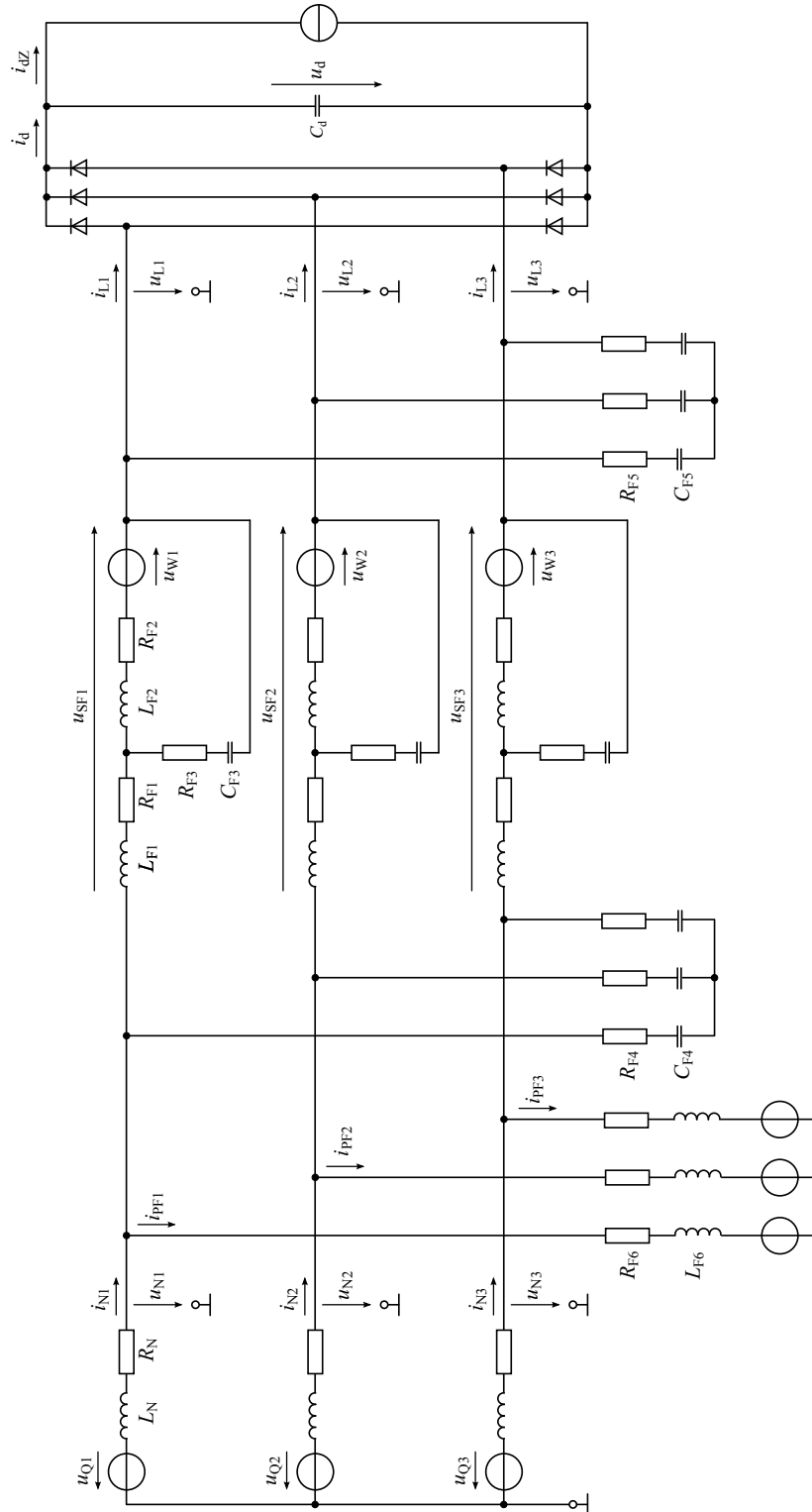


Abb. A.1: Schaltung des Simulationsmodells

A.4 Schaltungs- und Regelungsparameter

Netz		Passive Filter	
L_N	0,3 mH	L_{F1}	0,2 mH
R_N	0,1 Ω	R_{F1}	50 m Ω
U_Q	235 V	L_{F2}	0,05 mH
Gleichrichter		R_{F2}	50 m Ω
C_d	1 mF	C_{F3}	50 μ F
R_{Snubber}	0,1 M Ω	R_{F3}	1 Ω
C_{Snubber}	1 μ F	C_{F4}	10 μ F
R_{on}	10 m Ω	R_{F4}	2 Ω
Zwischenkreis		C_{F5}	10 μ F
$U_{Z,\text{PF}}$	600 V	R_{F5}	2 Ω
$U_{Z,\text{SF}}$	200 V (300 V*)	L_{F6}	0,75 mH
		R_{F6}	0,1 Ω

* Bei der Simulation im Abschnitt 9.2.2

Tab. A.1: Schaltungsparameter

Regler	K_P	K_I	Bemerkung
R1	0,3	-	P-Regler im äußeren Regelkreis des seriellen Filters
R2	3	500	frequenzselektiver PI-Regler im inneren Regelkreis des seriellen Filters
R3	9	1500	frequenzselektiver PI-Regler des parallelen Filters

Tab. A.2: Verstärkungsfaktoren K_P und K_I der Regler

A.5 Regelkreis ohne Vorsteuerung

Der Regelkreis für das serielle Filter kann mit und ohne Vorsteuerung realisiert werden. Im Abschnitt 9.2 werden die Ergebnisse gezeigt, die zu den Simulationen gehören, bei denen der Regelkreis mit Vorsteuerung (Abb. 6.1) angewendet wurde. Zusätzlich wurden die Simulationen noch einmal mit dem Regelkreis ohne Vorsteuerung (Abb. 6.3) durchgeführt. Diese Ergebnisse werden in den folgenden Abbildungen gezeigt. Die Simulationsergebnisse sind in der gleichen Weise wie im Abschnitt 9.2 dargestellt, damit sie vergleichbar sind.

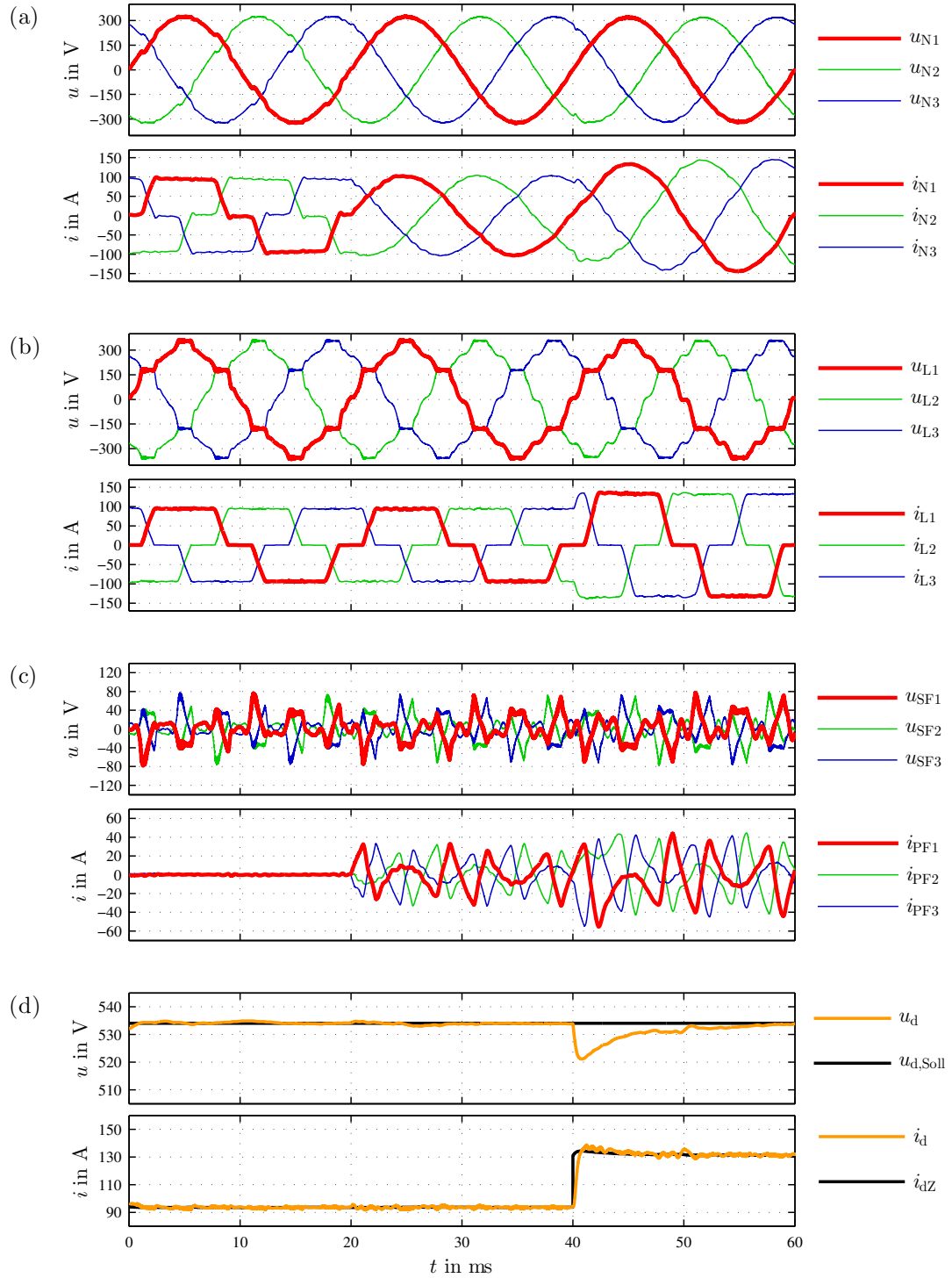


Abb. A.2: Systemverhalten der Filteranlage ($u_{d,Soll} = U_{d\kappa}$, $\kappa = 30^\circ$, $\varphi_{L(1)} = 0^\circ$),
(a) Netzspannung u_N und Netzstrom i_N , (b) Lastspannung u_L und
Laststrom i_L , (c) Kompensationsspannung u_{SF} und Kompensations-
strom i_{PF} , (d) Gleichspannung u_d , Gleichstrom i_d und gleichstromsei-
tiger Laststrom i_{dZ}

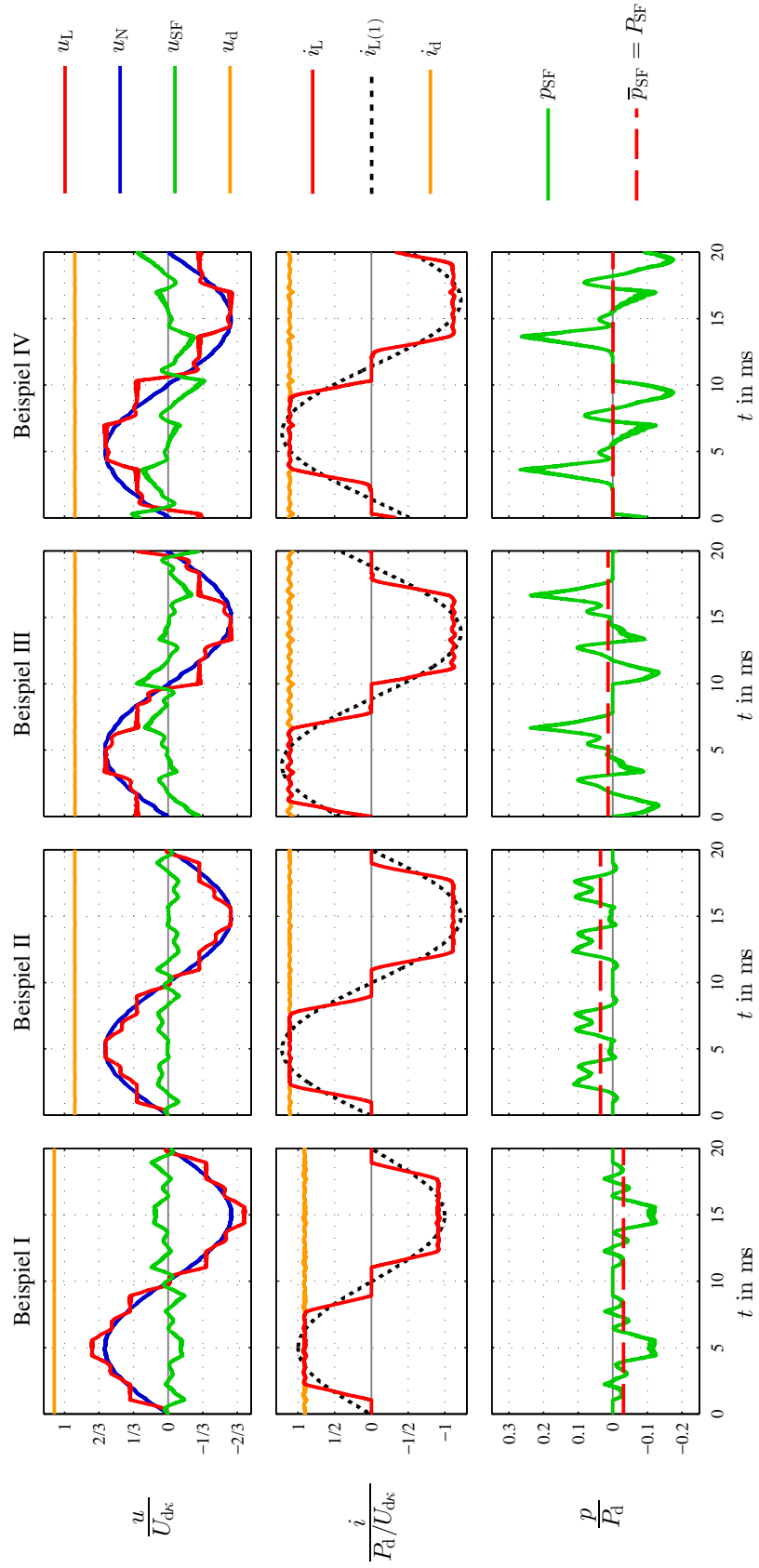


Abb. A.3: Stellvarianten der Gleichspannung ($\kappa = 30^\circ$)

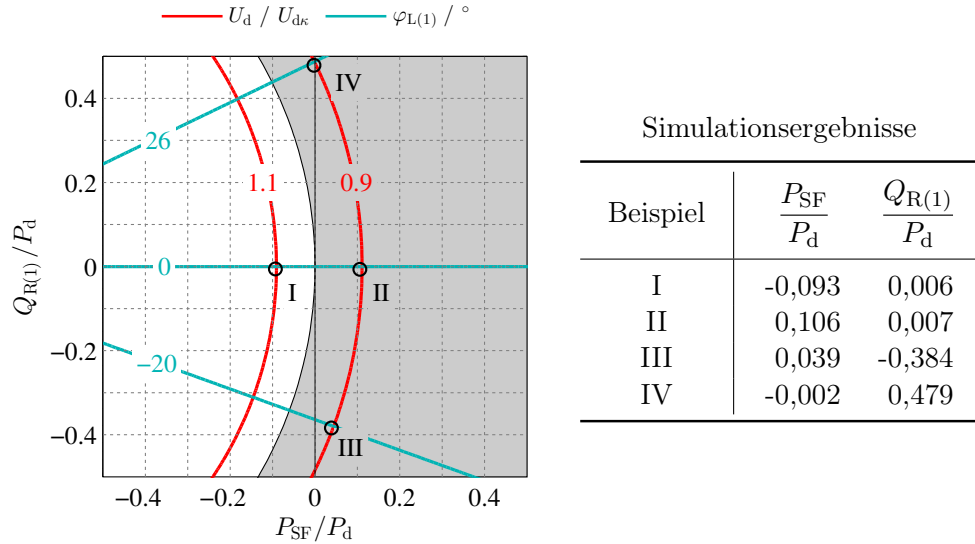


Abb. A.4: P-Q-Diagramm der Leistungswerte der Beispiele I bis IV aus Abbildung 9.2 (grauer Bereich: Tiefsetzen, weißer Bereich: Hochsetzen)

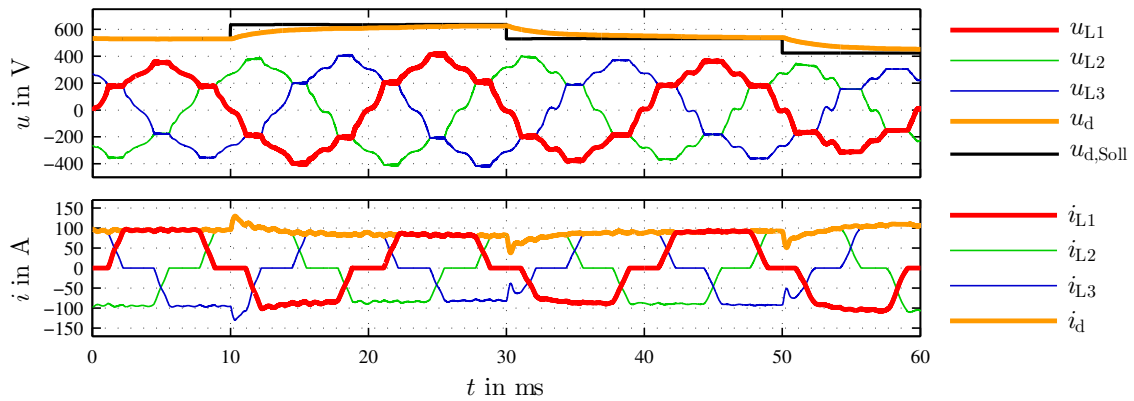


Abb. A.5: Dynamisches Verhalten der Filteranlage bei Änderungen des Sollwertes $u_{d,Soll}$ ($U_{d\kappa} \rightarrow 1,2 U_{d\kappa}$ bei $t = 10$ ms, $1,2 U_{d\kappa} \rightarrow U_{d\kappa}$ bei $t = 30$ ms, $U_{d\kappa} \rightarrow 0,8 U_{d\kappa}$ bei $t = 50$ ms)

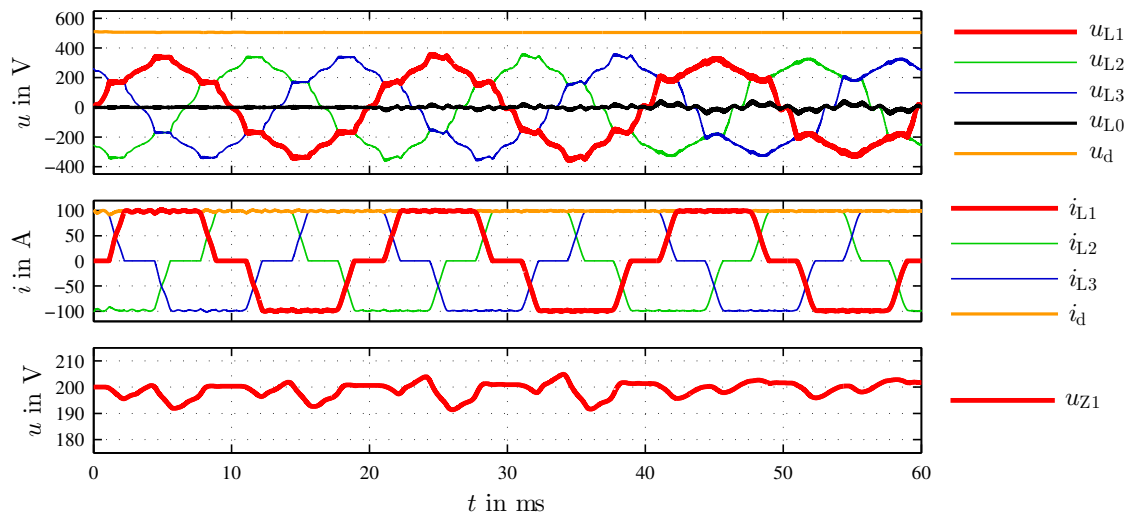


Abb. A.6: Einfluss der Nullspannung auf den Zwischenkreis des seriellen Filters

Symbolverzeichnis

Allgemeine Symbole

$g, g(t)$	zeitveränderliche Größe
\bar{g}	Mittelwert von g
\tilde{g}	Pulsation, Wechselanteil von g
g'	nullkomponentenfreier Anteil von g
\hat{g}	Spitzenwert, Amplitude einer harmonischen Schwingung
G	Wert, Effektivwert
\underline{g}	komplexe zeitveränderliche Größe
\underline{G}	komplexer Effektivwert
$\underline{g}^*, \underline{G}^*$	konjugiert komplexe Größe
$\text{Re}\{\underline{G}\}$	Realteil von \underline{G}
$\text{Im}\{\underline{G}\}$	Imaginärteil von \underline{G}
\mathbf{g}	zeitveränderliche dreiphasige Größe (Spaltenmatrix)
\mathbf{G}	dreiphasiger Effektivwert (Spaltenmatrix)
$\underline{\mathbf{G}}$	dreiphasiger komplexer Effektivwert (Spaltenmatrix)
\mathbf{g}^T	transponierte Größe von \mathbf{g}
\vec{g}	Raumzeiger von \mathbf{g} (Spaltenmatrix)
$\underline{\vec{g}}$	Raumzeiger in komplexer Darstellung
$G(s)$	<i>Laplace</i> -transformierte Größe von $g(t)$
$\mathbf{G}(s)$	<i>Laplace</i> -transformierter Größe von $\mathbf{g}(t)$ (Spaltenmatrix)
$\vec{\mathbf{G}}(s)$	<i>Laplace</i> -transformierter Raumzeiger (Spaltenmatrix)
$\underline{\vec{\mathbf{G}}}(s)$	<i>Laplace</i> -transformierte Raumzeiger in komplexer Darstellung

Formelzeichen

a	Spannungsverhältnis
\underline{a}	komplexer Drehoperator (Drehung um $2\pi/3$)
c	Grundschwingungswert
C	Kapazität
$\mathbf{C}_{\alpha\beta}$	Matrix für die Raumzeiger-Hintransformation
\mathbf{C}_{123}	Matrix für die Raumzeiger-Rücktransformation
e, E	Regeldifferenz
f	mathematische Funktion

g, G	Hilfsgröße
h	Ordnungszahl von harmonischen Schwingungen
i, I	Strom
j	imaginäre Einheit
K_P, K_I	Verstärkung der P- und I-Regler
L	Induktivität
m_n	Intervallfunktion des n -ten Intervalls
n	Intervallnummer
O_ν	Übertragungsfunktion des Oszillators ν -ter Ordnung
p	Leistung, Momentanleistung
P	Wirkleistung
q	augenblickliche Blindleistung (pq -Theorie)
Q	Blindleistung
r	Faktor bei der stromproportionalen Nullspannung
R	Widerstand
s	<i>Laplace</i> -Operator
S	Scheinleistung
\underline{S}	komplexe Scheinleistung
\underline{s}	augenblickliche komplexe Scheinleistung
t	Zeit
t_{\min}, t_{\max}	Zeitpunkt des Auftretens eines minimalen bzw. maximalen Wertes
T	Periodendauer
T_n	Intervalldauer des n -ten Intervalls
Δt	Dauer des Ausgleichsvorgangs
u, U	Spannung
Δu	Spannungshub
ΔU	Spannungsdifferenz
w	Energie, Zeitverlauf der Energie
w^*	Momentanwerte der Energiedifferenz, Zeitverlauf der Energiedifferenz
W	Energie, Energiewert
Δw	Energiehub
ΔW	Energieausgleich
x, X	Eingangsgröße eines Übertragungssystems
y, Y	Reglerausgangsgröße, Ausgangsgröße eines Übertragungssystems
y_n	allgemeine Intervallfunktion des n -ten Intervalls

γ	Winkel bei der stromproportionalen Nullspannung
κ	Kommutierungswinkel
ν	allgemeine Ordnungszahl einer harmonischen Schwingung
π	Kreiszahl
φ	Winkel, Nullphasenwinkel
ϕ	elektrisches Potential
τ	zeitliche Verschiebung, Substitutionsgröße für t bei einem unbestimmten Zeitintegral
τ_n	Zeitpunkt des Beginns des n -ten Intervalls
ω	Kreisfrequenz

Indizes

AfE	Active Front End
C	Kondensator
d	Gleichgröße, gleichstromseitig
dR	Größe am gleichstromseitigen Widerstand
dZ	gleichstromseitige Störgröße
d κ	Referenzgröße der Gleichspannung
Dr	Drossel
eff	Effektivwert
F	Filteranlage
GT	Gleichtaktanteil der Gleichspannung
HL	Halbleiter
i	Strom, stromproportional
K	Kommutierungsintervall
Kr	Kreis
l	Längskomponente
L	Last, lastseitig
LL	Last-Last (Verwendung bei Winkel)
M	Gleichspannungsmittelbezug
Med	Median
max, min	maximaler bzw. minimaler Wert
MN	Gleichtakt der Gleichspannung
n	n -tes Intervall, n -ter Strang ($n = 1, 2, 3$)

N	Netz, netzseitig
neg	negativ
p	Leistung, leistungsreduzierend
PF	paralleles Filter
pos	positiv
q	Querkomponente
R	Widerstand, Reihenschaltung bestehend aus seriellem Filter und Gleichrichter
R1, R2, R3	Regler 1, Regler 2, Regler 3
SF	serielles Filter
Soll	Sollwert, Sollwertsignal
u	Spannung, spannungsoptimierend
W	Wechselrichter
Z	Zwischenintervall, Zwischenkreis
ZK	Zwischenkreiskopplung
Z1, Z2, Z3	Zustand 1, Zustand 2, Zustand 3
1, 2, 3	Strang 1, Strang 2, Strang 3
0	Zeitpunkt $t = 0$ (Beginn des Beobachtungszeitraumes), Nullkomponente, Nullspannung
(h)	h -te harmonische Schwingung (Strom- und Spannungsgrößen)
(1)	Grundschiwingung (Strom- und Spannungsgrößen), verursacht durch Grundschiwingungen (Leistungsgrößen)
(OS)	Summe aller Oberschiwingungen (Strom- und Spannungsgrößen), verursacht durch Oberschiwingungen (Leistungsgrößen)
α, β	α - bzw. β -Komponente eines Raumzeigers
$\nu, (\nu)$	allgemeine Ordnungszahl einer harmonischen Schwingung
Σ	Summe der Halbleiter (Verwendung bei Schaltleistung)

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current
AFE	Active Front End
DAB	Dual Active Bridge
DC	Direct Current
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
GaN	Galliumnitrid (Gallium Nitride)
LCL	Filterstruktur Induktivität-Kapazität-Induktivität
LVDC	Low Voltage Direct Current
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PCC	Point of Common Coupling
SiC	Siliziumcarbid (Silicon Carbide)
UPQC	Unified Power Quality Conditioner

Literaturverzeichnis

- [1] ELSAYED, AHMED T., AHMED A. MOHAMED und OSAMA A. MOHAMMED: *DC microgrids and distribution systems: An overview*. Electric power systems research, 119:407–417, 2015.
- [2] PLANAS, ESTEFANÍA, JON ANDREU, JOSÉ IGNACIO GÁRATE, IÑIGO MARTÍNEZ DE ALEGRÍA und EDORTA IBARRA: *AC and DC technology in microgrids: A review*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 43:726–749, 2015.
- [3] PATRAO, IVÁN, EMILIO FIGUERES, GABRIEL GARCERÁ und RAÚL GONZÁLEZ-MEDINA: *Microgrid architectures for low voltage distributed generation*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 43:415–424, 2015.
- [4] MAJUMDER, I., S. SAMANTARAY, R. SHARMA, S. GOEL und S. SAMANTARA: *Low voltage DC microgrid-overview for reduction in substantial losses*. In: *Michael Faraday IET International Summit 2015*, Seiten 207–211, Sept 2015.
- [5] RODRIGUEZ-DIAZ, E., M. SAVAGHEBI, J. C. VASQUEZ und J. M. GUERRERO: *An overview of low voltage DC distribution systems for residential applications*. In: *2015 IEEE 5th International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, Seiten 318–322, Sept 2015.
- [6] STEPANOV, A.: *Galvanically isolated MPPT DC/DC converter for PV string tied to industrial DC microgrid*. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Seiten 1–7, Sept 2016.
- [7] GROSSMANN, U.: *Frequenzselektive Regelung eines parallelen Hybridfilters zur Oberschwingungskompensation in Energieversorgungsnetzen*. Doktorarbeit, TU Ilmenau, 2006.
- [8] SINGH, B., K. AL-HADDAD und A. CHANDRA: *A review of active filters for power quality improvement*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(5):960–971, Oct 1999.
- [9] ALLMELING, J.: *Schnelle Regelung eines Aktivfilters mit niedriger Taktfrequenz für das Mittelspannungsnetz*. Doktorarbeit, ETH Zürich, 2001.
- [10] ASIMINOAEI, L., S. KALASCHNIKOW, S. HANSEN und F. BLAABJERG: *Commutation effect of Adjustable Speed Drives due to installation of active harmonic*

- filters*. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Aug 2011.
- [11] SADIGH, A. K. und K. M. SMEDLEY: *Review of voltage compensation methods in dynamic voltage restorer (DVR)*. In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, Seiten 1–8, July 2012.
- [12] CARNEIRO, H., B. EXPOSTO, H. GONÇALVES, J. G. PINTO und J. L. AFONSO: *Single-phase series active conditioner active power flow in a harmonic free electrical system during sag and swell events*. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Aug 2011.
- [13] FIGUEROA, D., L. MORAN, P. RUMINOT und J. DIXON: *A series active power filter scheme for current harmonic compensation*. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 3587–3591, June 2008.
- [14] SINGH, B., V. VERMA, A. CHANDRA und K. AL-HADDAD: *Hybrid filters for power quality improvement*. IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 152(3):365–378, May 2005.
- [15] ELLINGER, TH.: *Entwicklung eines hybriden Kompensator-konzeptes für einen Drehstromlichtbogenofen*. Doktorarbeit, TU Ilmenau, 2004.
- [16] GONZATTI, R. B., S. C. FERREIRA, C. H. DA SILVA, L. E. BORGES DA SILVA, G. LAMBERT-TORRES und L. G. FERNANDEZ SILVA: *PLL-less control for hybrid active impedance*. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 2178–2185, March 2013.
- [17] DETJEN, D., J. JACOBS, R. W. DE DONCKER und H. G. MALL: *A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment*. IEEE Transactions on Power Electronics, 16(6):821–827, Nov 2001.
- [18] LITRAN, S. P., P. SALMERON, J. R. VAZQUEZ, R. S. HERRERA und A. PEREZ: *Control strategy for hybrid power filter to compensate unbalanced and non-linear, three-phase loads*. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Sept 2009.
- [19] KHADKIKAR, V.: *Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(5):2284–2297, May 2012.

- [20] AREDES, M. und R. M. FERNANDES: *A dual topology of Unified Power Quality Conditioner: The iUPQC*. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Sept 2009.
- [21] FRANÇA, B. W. und M. AREDES: *Comparisons between the UPQC and its dual topology (iUPQC) in dynamic response and steady-state*. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 1232–1237, Nov 2011.
- [22] LI, B. H., S. S. CHOI und D. M. VILATHGAMUWA: *Transformerless dynamic voltage restorer*. IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 149(3):263–273, May 2002.
- [23] RAGHUNATH, S.: *Comparative study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC) with different injecting devices for voltage injection*. In: *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT-2014)*, Seiten 39–44, March 2014.
- [24] HAN, B., B. BAE, S. BAEK und G. JANG: *New configuration of UPQC for medium-voltage application*. IEEE Transactions on Power Delivery, 21(3):1438–1444, July 2006.
- [25] VISSER, A. J., J. H. R. ENSLIN und H. DE T MOUTON: *Transformerless series sag compensation with a cascaded multilevel inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(4):824–831, Aug 2002.
- [26] PINTO, J. G., H. CARNEIRO, B. EXPOSTO, C. COUTO und J. L. AFONSO: *Transformerless series active power filter to compensate voltage disturbances*. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–6, Aug 2011.
- [27] JAFAR, M. und M. MOLINAS: *Transformer-less series voltage injection for reactive power compensation of line-commutated HVDC*. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Seiten DS3b.15–1–DS3b.15–5, Sept 2012.
- [28] LOH, POH CHIANG, D. M. VILATHGAMUWA, SENG KHAI TANG und H. L. LONG: *Multilevel dynamic voltage restorer*. IEEE Power Electronics Letters, 2(4):125–130, Dec 2004.

- [29] PETZOLDT, J. und U. RÄDEL: *Schaltungsanordnung zur magnetischen Resonanzkopplung mehrerer Gleichstromkreise*. Offenlegungsschrift DE 10 2008 052 587 A1 2010.04.15.
- [30] ZHANG, YANG, SHENGFA ZHANG und JIAHONG CHEN: *The applications of bidirectional full-bridge DC-DC isolated converter in UPQC*. In: *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Seiten 1916–1921, Oct 2008.
- [31] GOHIL, G., H. WANG, M. LISERRE, T. KERESKES, R. TEODORESCU und F. BLAABJERG: *Reduction of DC-link capacitor in case of cascade multilevel converters by means of reactive power control*. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Seiten 231–238, March 2014.
- [32] REINHOLD, A., U. RAEDEL, R. GROHMANN und J. PETZOLDT: *AC- and DC-Power Quality improvement of diode rectifiers due to parallel-series active filtering*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Seiten 1–6, May 2015.
- [33] STROBL, B.: *Symmetrische Raumzeiger-Komponenten zur Beschreibung und Analyse unsymmetrischer Stromrichter-Schaltungen*. Doktorarbeit, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen, 2001.
- [34] SPÄTH, H.: *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme nach DIN 40110-1 und DIN 40110-2*. VDE-Verlag, 2000.
- [35] HOSEMAN, G. und W. BOECK: *Grundlagen der elektrischen Energietechnik: Versorgung, Betriebsmittel, Netzbetrieb, Überspannungen und Isolation, Sicherheit*. Springer, 1991.
- [36] AKAGI, H., E.H. WATANABE und M. AREDES: *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley, 2007.
- [37] OSWALD, BERND R.: *Symmetrische Komponenten und Raumzeiger*, Seiten 1–17. Vieweg+Teubner, 2009.
- [38] BERNET, S.: *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. Springer Berlin Heidelberg, 2012.

- [39] HEUCK, K., K.D. DETTMANN und D. SCHULZ: *Elektrische Energieversorgung: Erzeugung, Übertragung und Verteilung Elektrischer Energie Für Studium und Praxis*. Studium : Elektrotechnik. Vieweg + Teubner, 2010.
- [40] CUK, S.: *Single-Stage, AC-DC Converter Topologies of 98 % efficient Single-phase and Three-phase rectifiers*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2011; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, May 2011.
- [41] SCHRÖDER, D.: *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Springer-Lehrbuch. Springer, 2012.
- [42] KHADKIKAR, V., A. CHANDRA, A. O. BARRY und T. D. NGUYEN: *Steady state power flow analysis of unified power quality conditioner (UPQC)*. In: *2005 International Conference on Industrial Electronics and Control Applications*, Seiten 6 pp.–6, 2005.
- [43] REINHOLD, A., U. RÄDEL, R. GROHMANN und J. PETZOLDT: *AC side parallel-series active filter with DC voltage control capability of a diode rectifier*. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Seiten 1–8, Sept 2015.
- [44] KALASCHNIKOW, S. N.: *High efficient low harmonic drives with integrated active filters*. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Seiten 1–10, Sept 2013.
- [45] SARRA, M., J. P. GAUBERT, A. CHAOUI und F. KRIM: *Two control strategies comparison of a three phase shunt active power filter for power quality improvement with experimental validation*. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–11, Aug 2011.
- [46] REINHOLD, A., U. RAEDEL, R. GROHMANN und J. PETZOLDT: *Influence of the zero sequence voltage on the design of a series active filter*. In: *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Seiten 1–6, May 2016.
- [47] BARTSCH, H.J.: *Taschenbuch mathematischer Formeln*. Fachbuchverl. Leipzig im Carl-Hanser-Verlag, 2004.

- [48] KOLB, JOHANNES: *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Doktorarbeit, KIT Scientific Publishing, 2014.
- [49] JENNI, F. und D. WÜEST: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner, Zürich, 1995.
- [50] ZACH, FRANZ: *Optimierung von Netzurückwirkungen und Lastharmonischen*, Seiten 1661–1822. Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2015.